

Již delší dobu trvá ze strany hudebníků poptávka po nf zesilovačích s velkým výkonem. Poslední roky jsou ve znamení nástupu nových hudebních směrů a vyjadřovacích prostředků, ať již v oblasti vážné hudby nebo v oblasti tzv. pop music. Významné místo při interpretaci hudby zaujímají dnes dvě skupiny nástrojů, které využívají elektroniky a elektroakustiky – elektrofonické a elektronické hudební nástroje.

První z nich jsou v podstatě klasické nástroje, které, doplněny elektroakustickými měniči a zesilovači, přinášejí do hudby nový zvukový výraz. Nazývají se

skupin. V zesilovači se elektrický signál zesílí, upraví se vzájemně úrovně i průběhy signálů jednotlivých modulačních zdrojů a popř. se přidá umělý dozvuk. Zesílený signál se v podobě značného elektrického výkonu vede do reproduktorových soustav, kde se mění ve zvukovou energii a přichází k posluchači.

Na zesilovače v hudebních souborech se klade řada protichůdných požadavků. Při dostatečném výkonu mají mít malou váhu a rozměry, musí bez poškození snést časté přemísťování, správná funkce zesilovače musí být zajištěna ve velkém rozsahu okolní teploty a při značném kolí-

## ELEKTRONIKA A HUDBA

elektrofonické proto, že se přirozený zvuk nástroje kombinuje elektronickými prostředky. Přirozený zvuk nástroje je obvykle sám těžko slyšitelný a v následujícím elektronickém zpracování se mění k nepoznání, což je většinou záměrem, ať již skladatele, či interpreta. Nástroje proto vývojem ztratily téměř úplně ozvučné desky a rezonátory – místo nich se používají elektromagnetické snímače.

Na rozdíl od těchto nástrojů je dnes již celá řada čistě elektronických hudebních nástrojů, ať již jednohlasých nebo mnohohlasých, většinou klávesové konstrukce nejrůznějších druhů, elektronickými harmonikami počínaje a elektronickými varhanami konče.

Obě tyto skupiny hudebních nástrojů potřebují ke své činnosti zesilovač, do něhož se přivádí signál z jednotlivých nástrojů, popř. i z mikrofónů zpěváků nebo

sání síťového napětí. Nelze vždy předpokládat odbornou obsluhu a proto nesmí činnost zesilovače ohrozit jak např. zkrat na výstupní lince k reproduktorům, tak přebuzení velkým vstupním signálem apod.

Elektronkové zesilovače, vyžadující obvykle robustní síťové a výstupní nízkofrekvenční transformátory, se vyznačovaly při větších vstupních výkonech poměrně značnou váhou a rozměry.

Rychlým rozvojem výroby tranzistorů i pro oblasti vyšších výkonů došlo k zásadním změnám konstrukce výkonových zesilovačů. Použití řady různých tzv. beztransformátorových zapojení, elektronikami již z fyzikálního hlediska nerealizovatelných, umožnilo zlepšení většiny parametrů při menších rozměrech a váze.

Požadovaný výkon zesilovače je s ohledem na požadovanou hlasitost a prostory,

v nichž se hudba provozuje, obvykle značný; běžně se požaduje výkon 50 až 100 W. \*)

Stavba podobného zesilovače bývá obvykle vyvolána nutností, neboť vhodný celotranzistorový zesilovač na našem trhu není. Je samozřejmé, že zesilovač pro hudební soubory s velkým výstupním výkonem není jednoduchá záležitost; do stavby se může pustit jen zkušený amatér. Rovněž jsme toho názoru, že žádné-

mu amatéru neuškodí trocha počítání, proto v některých kapitolách uvádíme částečné výpočty, aby si každý mohl zařízení přizpůsobit svým podmínkám a požadavkům. Nesnažíme se vás přesvědčit, že cesta, kterou jsme zvolili, je jediné možná; zařízení lze rozdělit např. na výkonový zesilovač a mixážní pult (nebo jinak upravit); od toho je člověk amatérem, aby myšlenky nejenom přejímal, ale také tvořivě rozvíjel.

# NF ZESILOVAČ 100 W pro hudebníky

Ing. Petr Kellner a ing. Jiří Kubíček

## Koncepce zesilovače

V koncepční úvaze i v podrobném popisu bude vhodné rozdělit celý zesilovač na tři části, tj. na předzesilovač s mixážním zařízením, výkonový stupeň a zdroj. Tento postup spolu s podrobným výkladem funkce i nastavení jednotlivých dílů by měl umožnit stavbu zesilovače bez nebezpečí, že bude neúspěšná. Úvodem pro informaci uvádíme i výsledné technické parametry zesilovače.

## Základní technické parametry

**Hudební výkon:** 100 W.

**Trvalý sinusový výkon:** 50 W.

**Zatěžovací impedance:** 4 Ω.

**Zkreslení:** 2 ‰.

**Kmitočtová charakteristika:**

mikrofonní vstupy: 60 až 14 000 Hz,

ostatní vstupy: 20 až 20 000 Hz (—3 dB).

\*) Tento požadavek není nikterak přemrštěný vzhledem k charakteru hudebního signálu, jehož úroveň značně kolísá. Přitom zvětšení výkonu z 50 W na 100 W znamená zvětšení hlasitosti reprodukce pouze o 3 dB; tento požadavek se může vyskytnout. Je tedy požadavek výstupního výkonu zesilovače 100 W zcela oprávněný, vyhovující většině případů. I když se vyskytují zesilovače pro hudebníky s ještě většími výkony, okolo 200 až 300 W, jsou to již více případy ojedinelé; ve většině případů se výkony zesilovačů špičkových výrobců, jako Marshall nebo Dynacord pohybují okolo 100 W.

## Citlivosti:

mikrofonní vstupy: 0,5 mV/10 kΩ,

kytarové vstupy: 50 mV/100 kΩ,

linkové vstupy: 1,55 V/600 Ω.

*Vstup a výstup pro dozvukové zařízení Echolana.*

*Přemodulovatelnost vstupů:*

mikrofonní vstupy: 40 dB (s kompresorem dynamiky),

ostatní vstupy: 26 dB.

*Korekce:* ±14 dB na kmitočtech 40 Hz, 200 Hz, 1 kHz, 5 kHz, 16 kHz.

*Odstup rušivého signálu:*

mikrofonní vstupy: —55 dB,

ostatní vstupy: —63 dB

(vztaženo k výstupnímu výkonu 100 W).

## Předzesilovač

Předzesilovač lze rozdělit na několik částí. Vstupní část sloužící k zesílení signálu vyrovnává i úrovně jednotlivých modulačních zdrojů na stejnou velikost. Vstupní část předzesilovače musí především zesílit vstupní signál bez většího zkreslení, za druhé musí mít požadovaný odstup hluku a šumu od užitečného výstupního signálu a za třetí musí zpracovat bez většího zkreslení vstupní signál, značně převyšující jmenovitou vstupní citlivost zesilovače. Požadavek přemodulovatelnosti

nosti se obvykle vztahuje pouze na stupně před regulátorem hlasitosti, v dalších stupních je již zbytečný, neboť koncový stupeň zesilovače nemůže bez zkreslení zpracovat větší signál, než je jeho jmenovitá vstupní citlivost. Přemodulovatelnost je zvláště důležitá u vstupů pro mikrofon. Proto byl do mikrofonních předzesilovačů vřazen kompresor dynamiky (v neposlední řadě však i proto, aby se zmenšily rozdíly v síle signálu u zpěváků, kteří při zpěvu mikrofonom mnohdy pohybují, čímž vznikají značné rozdíly v dynamice). Pro menší nároky lze tento kompresní stupeň vypustit, čímž se přemodulovatelnost zmenší asi na 26 dB oproti 40 dB s kompresorem.

Dalším dílem předzesilovače je zařízení, sloužící ke směšování jednotlivých signálů, k individuální regulaci hlasitosti a regulaci dozvuku jednotlivých modulačních zdrojů. Směšovací zesilovač má mít možnost plynulé regulace úrovně jednotlivých modulačních zdrojů tak, aby se vzájemně neovlivňovaly a nesmí zhoršovat parametry předzesilovače, tj. zkreslení a odstup užitečného signálu od hluku. Tyto dva požadavky se však dají vcelku jednoduše splnit vzhledem k tomu, že se mixážní zařízení skládá většinou pouze z pasivních prvků a úroveň signálu v něm je značná.

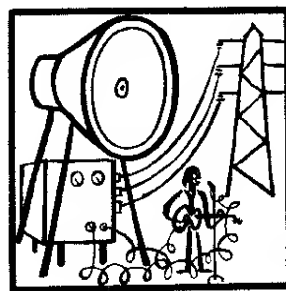
Dozvukové zařízení obvykle není součástí předzesilovače, je pouze třeba připojit signály jednotlivých zdrojů na vstup dozvukového zařízení a jeho výstup připojit na to místo v předzesilovači, kde citlivost k vybuzení dalších stupňů je přibližně shodná s výstupním napětím dozvukového zařízení a kde vstupní impedance odpovídá požadavkům, daným parametry dozvukového zařízení. Jako dozvukové zařízení byl zvolen přístroj Tesly Přelouč zn. Echolana, jehož parametry bude tedy třeba v návrhu respektovat.

Za mixážním zařízením musí následovat opět zesilovač, který vyrovná jeho útlum, popř. zvětší napětí na požadovanou výstupní úroveň. Požadavky na tento zesilovač jsou zhruba obdobné, jako na vstupní zesilovač, pouze vzhledem k tomu, že nejde o zesílení velmi malých napětí, není již tak velké nebezpečí zhoršení odstupe signálu od hluku. Pokud je hlavní regulátor hlasitosti až za tímto zesilova-

čem, je nutné, aby zesilovač měl rovněž dostatečnou přemodulovatelnost. Ke vstupu zesilovače bývá rovněž připojen výstup dozvukového zařízení, dozvuk je pak zesílen a regulován společně s původním signálem. Regulátor hlasitosti umístěný za zesilovačem pak umožňuje celkové nastavení hlasitosti vzhledem k podmínkám, v nichž má celé zařízení pracovat. Umístění hlavního regulátoru hlasitosti za tímto zesilovačem má sice určitou nevýhodu (nutnost navrhnout obvody zesilovače tak, aby zesilovač měl stejnou přemodulovatelnost jako vstupní zesilovač), na druhé straně je však tato nevýhoda vyvážena tím, že regulátorem hlasitosti (jenž ostatně téměř nikdy není vytočen na plnou hlasitost) zmenšujeme kromě úrovně užitečného signálu také úroveň hluku, což má příznivý vliv na celkové parametry zesilovače.

Za celkovým regulátorem hlasitosti následují obvody pro korekci kmitočtové charakteristiky. I zde je možno argumentovat (zejména u pasivních korekcí) týmiž důvody jako v předchozím odstavci a umístit regulátor hlasitosti až za korekce, těsně před výkonový zesilovač. Toto řešení se skutečně používá a má již výše zmíněné výhody. V dalším textu vysvětlíme, proč nebylo toto řešení zvoleno.

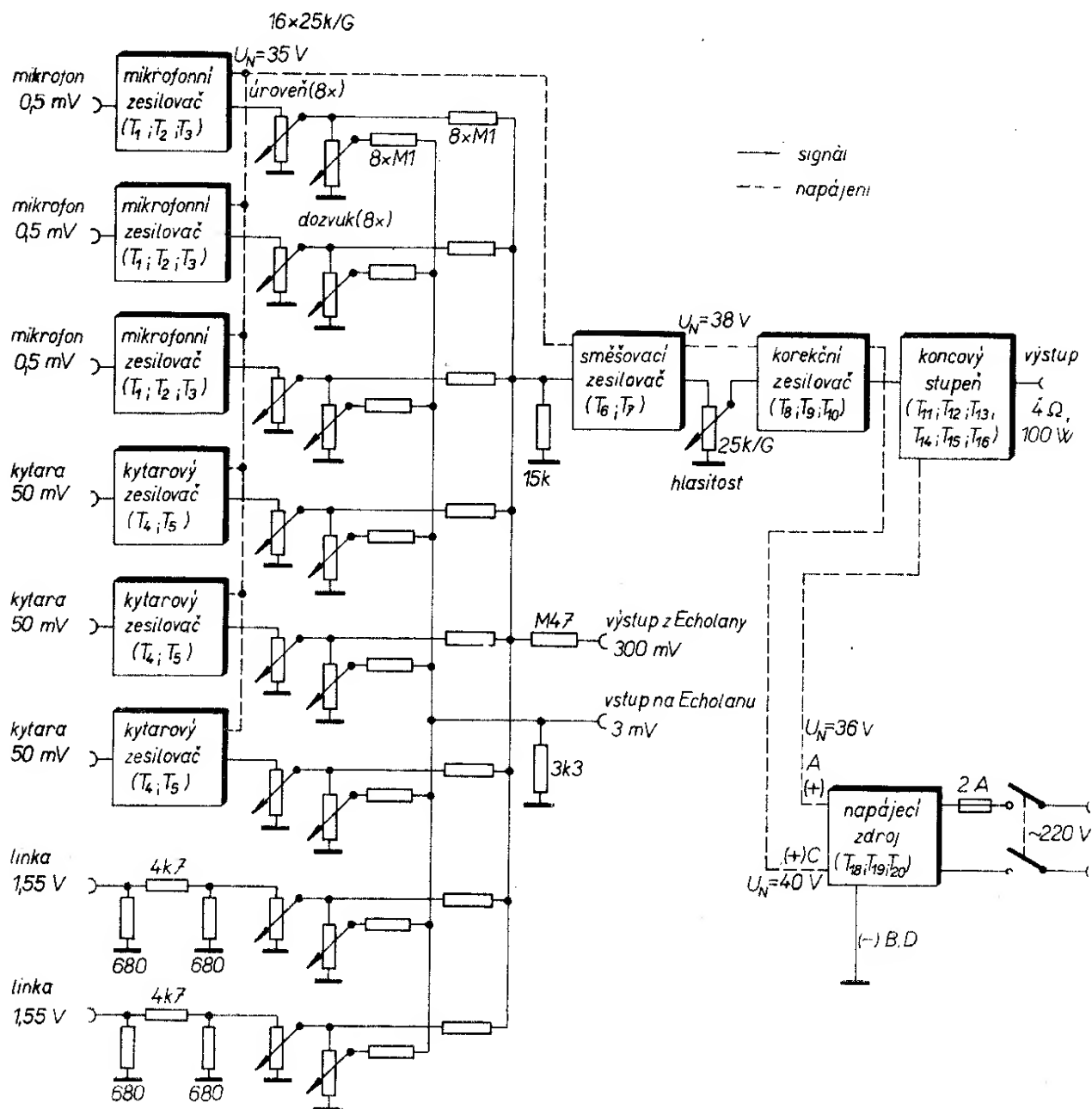
Jako korektory kmitočtové charakteristiky se používají nejruznější plynule nastavitelné i pevné filtry. U zesilovačů pro hudebníky se běžně vyskytují plynule nastavitelné korekce výšek a hloubek a plynule nastavitelný filtr „presence“. Vzhledem k obvyklé malé strmosti průběhů však tyto obvody neumožňují dodatečné efektové úpravy signálu v takové míře, jak by bylo v této oblasti použití zesilovače žádoucí. Proto jsme použili odlišný typ korekce [1], [2]. Korektor má větší počet (zpravidla pět) ovládacích prvků, řídících nezávisle zdvih nebo pokles kmitočtů v rozsahu asi dvou až tří oktáv. To je velmi výhodné řešení vzhledem k tomu, že odpadnou všechny ostatní filtry a přídatná zařízení, neboť všechny jejich



funkce lze nahradit vhodným nastavením prvků korektoru. Tak např. filtr „presence“ je nahrazen regulací úrovně filtrem se středním kmitočtem asi 5 kHz, filtr šumu potlačením úrovně filtrem se středním kmitočtem asi 15 až 20 kHz atd. Korektor má ovšem ještě další možnosti úpravy kmitočtové charakteristiky, které běžné korektory vůbec nemají a proto poskytuje daleko více možností efektových úprav hudebního signálu. Na druhé straně je přes všechny tyto výhody relativně jednoduchý při dosažení velmi dobrých para-

metrů. Vzhledem k tomu, že korektor má zesílení zhruba 1 (při „rovné“ kmitočtové charakteristice), není třeba zařazovat regulátor hlasitosti až za korektor, protože poměr signálu k hluku se jím prakticky nezmění.

Po této úvaze je tedy možno přistoupit k návrhu technických parametrů, blokového schématu a napětových úrovní předzesilovače. Blokové schéma zesilovače je na obr. 1. Parametry zařízení pro dozvuk (AZK 895 Echolana) byly převzaty z literatury [3].



Obr. 1. Blokové schéma zesilovače 100 W/4 Ω pro hudební soubory

## Požadované technické parametry předzesilovače

**Vstupy:** „Mikrofon“ – tři vstupy nezávisle regulovatelné, citlivost 0,5 mV/2 kΩ. „Kytara“ – tři vstupy nezávisle regulovatelné, citlivost 50 mV/0,1 MΩ. „Linka“ – dva vstupy nezávisle regulovatelné, citlivost 1,55 V/600 Ω. Výstup z Echolany, citlivost 300 mV/0,5 MΩ.

**Výstupy:** Vstup na Echolanu 3 mV. Ke koncovému stupni 300 mV.

**Ovládací prvky:** Regulátory úrovně jednotlivých vstupů. Regulátory dozvuku jednotlivých vstupů. Celkový regulátor hlasitosti. Regulátory korekcí.

**Indikátor vybuzení zesilovače.**

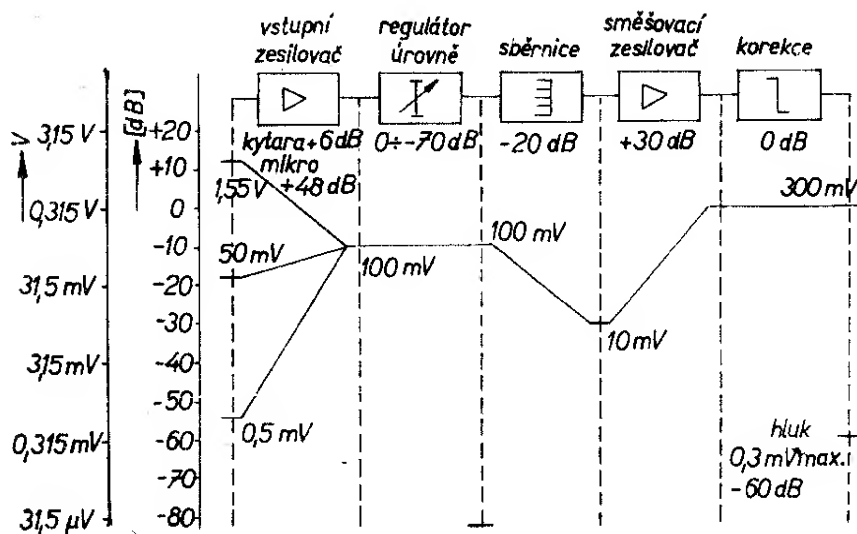
Přemodulovatelnost vstupů volíme min. 26 dB, tj. vstupní napětí mikrofonních vstupů max. 20 mV, kytarových vstupů max. 1 V při výstupním napětí prvního předzesilovače max. 2 V. Také druhý předzesilovač, za mixážním dílem, musí ještě tento parametr dodržovat; na hlavním regulátoru hlasitosti může tedy být nezkreslené napětí max. 6 V. Obvody za hlavním regulátorem hlasitosti nemusí mít tak značnou přemodulovatelnost z důvodů, popsaných na začátku této kapitoly. U nich byla určena přemodulovatelnost ve smyslu ČSN 36 7420 pouze 6 dB, tj. maximální výstupní napětí 600 mV.

Pro návrh předzesilovače zbývá zvolit dva důležité parametry, a to nelineární zkreslení a odstup rušivého signálu od

hluku. Nelineární zkreslení celého zesilovače (včetně výkonové části) by mělo být u zesilovače pro hudební soubory poměrně malé, aby nebyla porušena věrnost reprodukce u takových modulačních zdrojů, které ji vyžadují (např. při zpěvu). Nemělo by tedy nelineární zkreslení celého zesilovače překročit 1,5 až 2 %. Převážná část zkreslení je způsobena výkonovým zesilovačem, předzesilovač by měl mít velikost nelineárního zkreslení asi třikrát menší, tedy max. 0,5 %.\*)

Závisí-li nelineární zkreslení především na výkonovém stupni, v otázce odstupů hluku je tomu právě naopak. Výkonový stupeň má obvykle podstatně větší odstup než předzesilovač proto, že zpracovává signál poměrně značné úrovně a na malých impedancích. Odstup je tedy prakticky určen odstupem předzesilovací části. Norma ČSN 36 7420 požaduje pro zesilovač I. třídy odstup hluku na mikrofonním vstupu –50 dB, na ostatních vstupech –63 dB. Odstup –50 dB je poměrně malý, bude lépe snažit se dosáhnout odstupů hluku alespoň –60 dB tak, jak je uvedeno v obr. 2. Odstup u tranzistorových zesilovačů nezávisí na stínění zesilovače do té míry, jako u elektronkových zesilovačů. Daleko více vystupuje do popředí otázka správného zemnění – na

\*) To je určující požadavek na velikost nelineárního zkreslení, přestože u většiny elektronických a elektrofonických nástrojů větší zkreslení nevádí, protože původní charakter zvuku např. kytary je zcela potlačen.



Obr. 2. Úrovnňový diagram předzesilovače (0 dB = 315 mV)

způsobu uzemnění jednotlivých dílů závisí odstup zcela podstatně. Pro dobrý odstup je podstatný i šum tranzistorů. V tomto koncepčním návrhu není nutné jej podrobně rozebírat, je třeba pouze podotknout, že především ve vstupních obvodech předzesilovače je nutné velmi pečlivě vybírat vhodné typy tranzistorů a nastavit jejich pracovní body tak, aby byl šum minimální.\*\*)

## Výkonový zesilovač

Dobrý výkonový zesilovač pro nf signál musí mít dvě nejdůležitější vlastnosti: 1. rovnou kmitočtovou charakteristiku v dostatečném pásmu, tedy malé lineární zkreslení. 2. Malý činitel zkreslení – to je malé nelineární zkreslení při vyhovující účinnosti zapojení.

Malého nelineárního zkreslení s vyhovující účinností lze dosáhnout v dvoučinném zapojení, pracujícím ve třídě B.

Lineární zkreslení způsobují nf transformátory, především výstupní. Kromě toho vznikají ve výstupním transformátoru na okrajích přeneseného pásma fázové posuvy, jež mohou vést k nestabilitě zesilovače především tehdy, je-li výstupní transformátor v obvodu silné zpětné vazby.

Nevýhody nf transformátorů vedou k používání beztransformátorových zapojení. Zvláště výhodná jsou tato zapojení v tranzistorových zesilovačích.

Podle osazení koncových stupňů beztransformátorových zesilovačů je lze rozdělit na tzv. kvazikomplementární a čisté komplementární.

Kvazikomplementární koncový stupeň je starší formou z obou možných zapojení. I když ho lze v zásadě realizovat i s elektronkami, používá se v praxi výlučně s tranzistory (stejněho typu vodivosti), neboť elektronky nemohou dodat do obvyklé zátěže (reproduktor s impedancí 4  $\Omega$ ) dostatečný proud.

\*\*) Dnešní moderní křemíkové planární epitaxní tranzistory řady BC107 až 109 (nebo Tesla KC507 až 509) mají šumové parametry velmi dobré, vyhovující i nejpřísnějším požadavkům. Proto jsou tyto tranzistory, nebo jejich levnější ekvivalenty pouzřené v plastické hmotě, použity při konstrukci předzesilovače.

Podobný koncový stupeň lze budít vstupním (budicím) transformátorem s vhodně propojenými vinutími nebo zesilovacím stupněm v zapojení fázového invertoru. Realizace budicího transformátoru je oproti realizaci výstupního transformátoru mnohem jednodušší.

Komplementární (doplňkový) koncový stupeň je osazen tranzistory opačného typu vodivosti. Nepotřebuje proto k vybuzení předchozí inverzi signálu. Jeho širokému použití však dosud brání nedostatek vhodných doplňkových dvojic tranzistorů, především pro oblast větších výkonů a napětí.

Při volbě zapojení výkonového zesilovače musíme tedy přihlídnout k možnostem, daným mezními údaji tranzistorů tuzemské výroby.

Z vyráběných a perspektivních tranzistorů připadají v úvahu pro koncový stupeň zesilovače křemíkové tranzistory typu KU605, KU607 a KD602 (tab. 1).

Tab. 1. Hlavní údaje tranzistorů pro koncový zesilovač

Veličina	KU605, KU607	KD602
Mezní napětí $U_{CE0}$	80 V	110 V
Mezní proud $I_C$	10 A	8 A
Mezní kolektorová ztráta $P_C$	50 (70) W	35 W
Vnitřní tepelný odpor	1,5 $^{\circ}\text{C}/\text{W}$	4,5 $^{\circ}\text{C}/\text{W}$
Mezní teplota přechodu $T_j$	155 $^{\circ}\text{C}$	155 $^{\circ}\text{C}$

Tranzistory řady KU jsou výkonové tranzistory, určené především pro koncové stupně rádkového rozkladu televizorů, popř. jako spínače proudu do 10 A. Pro nf aplikace ve třídě B nejsou nejvhodnější, neboť mají malé proudové zesílení  $h_{21E}$  při kolektorových proudtech menších než 100 mA.

Pro nezkreslený přenos signálu v běžném dvoučinném zapojení třídy B vyžadují proto poměrně velký klidový proud, což je nevýhodné z hlediska ztrátového výkonu předchozího stupně.

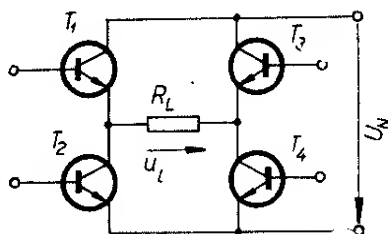
Tranzistor KD602, který se v současné době již vyrábí v n. p. Tesla Rožnov, je výkonový křemíkový tranzistor, určený pro elektronické zapalování. Jeho hlavní výhodou oproti tranzistorům řady KU je kromě nižší ceny mnohem příznivější průběh proudového zesilovacího činitele v oblasti malých proudů. Určitou nevýhodou je trojnásobný vnitřní tepelný odpor a z toho vyplývající menší dovolená ztráta kolektoru  $P_{Cmax}$ .

Jednoduchým rozbořem běžného beztransformátorového dvoučinného zapojení koncového stupně lze odvodit pro požadovaný výkon 100 W na zátěži  $4 \Omega$  potřebné napájecí napětí přibližně 60 V. Dovolené mezní napětí  $U_{CEmax}$  všech uvedených výkonových tranzistorů je mnohem větší než 60 V.

Mnohem kritičtější je však v tomto směru situace u předchozích zesilovacích stupňů. Z vyráběných prvků je možno počítat s tranzistory KC507, KF503, KF504, KF517, případně s výběrovými typy KFY46 a KFY18. Z uvedených tranzistorů lze použít při napájecím napětí 60 V pouze tranzistory KF503 a KF504, oba stejného typu vodivosti.

Pro kvazikomplementární zapojení, které jediné přichází v úvahu, je však nutno zajistit inverzi signálu. Doplnková dvojice tranzistorů KF507/KF517, vhodná pro buzení koncového stupně, má však maximální závěrné napětí  $U_{CEmax} = 40$  V. Z tohoto důvodu bylo zvoleno pro koncový stupeň zesilovače poněkud neobvyklé můstkové zapojení, které klade menší nároky na závěrná napětí použitých tranzistorů.

Můstkové zapojení, jehož zjednodušené schéma bez budicích obvodů je na obr. 3, používá čtyři výkonové tranzistory stej-

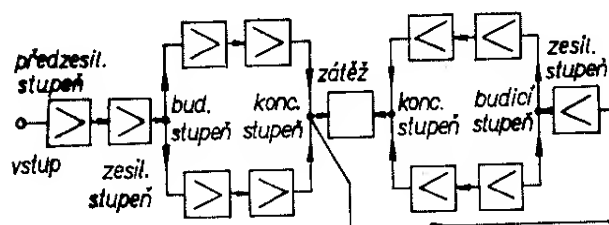


Obr. 3. Zjednodušené zapojení koncového stupně pro výklad činnosti ( $U_N$  je napájecí napětí)

ného typu vodivosti. Koncový stupeň je nastaven tak, že za nepřítomnosti budicího signálu neteče úhlopříčkou můstku (tj. zátěží  $R_L$ ) žádný proud. Při vybuzení koncového stupně vedou proud v jedné půlperiodě zpracovávaného signálu tranzistory  $T_1$  a  $T_4$ , zatímco tranzistory  $T_2$  a  $T_3$  jsou uzavřeny. V následující půlperiodě je tomu naopak. Na zátěži  $R_L$  se pak objeví výstupní střídavé napětí  $U_L$ . K získání dokonalé symetrie výstupního signálu musí mít všechny čtyři výkonové tranzistory stejné elektrické vlastnosti.

Pro správnou funkci stupně je třeba budit tranzistory  $T_1$  a  $T_2$  v protifázi vzhledem k tranzistorům  $T_3$  a  $T_4$ .

Na obr. 4 je blokové schéma celého výkonového zesilovače. Signál po zesílení



Obr. 4. Blokové schéma výkonového zesilovače

a kmitočtových úpravách v předzesilovači přichází na první stupeň výkonového zesilovače. Jeho úlohou je vhodně přizpůsobit vstup výkonového zesilovače k výstupu celého předzesilovače. Úkolem zesilovacího stupně je zesílit signál na takovou úroveň, aby amplituda napětí na jeho výstupu byla srovnatelná s požadovanou amplitudou napětí na zátěži, neboť napěťové zesílení jak budicího, tak i koncového stupně je přibližně rovno jedné.

Budicí stupeň zesílí proudově signál natolik, aby spolehlivě vybudil koncový stupeň, pracující v můstkovém zapojení. Jak již bylo uvedeno, musíme zajistit buzení každé poloviny můstku signálem stejné velikosti, avšak opačné fáze. Tento požadavek lze řešit několika způsoby. Pomineme vzhledem ke zvolenému kvazikomplementárnímu zapojení s doplnkovou dvojicí v budicím stupni buzení transformátorem i další odvozená zapojení, vyžadující rozdílné buzení jednotlivých tran-

zistorů v můstku podle toho, zda pracují v zapojení se společným kolektorem či emitorem.

Jak je zřejmé z obr. 4, je výkonový zesilovač tvořen dvěma shodnými koncovými zesilovači a předzesilovacím stupněm. Oba koncové zesilovače s koncovými stupni v můstkovém zapojení pracují do společné zátěže. Při správném nastavení je na výstupu obou koncových stupňů v klidovém stavu stejný potenciál, takže není třeba oddělovat zátěž kondenzátorem. Potřebné fázové poměry zajistíme zavedením signálu z výstupu prvního koncového zesilovače na vstup druhého koncového zesilovače. Jelikož koncový zesilovač obrací fázi signálu, budou napětí na vstupech a tím i výstupech obou koncových zesilovačů v protifázi. Jistou nevýhodou tohoto způsobu zapojení je zvětšení celkového nelineárního zkreslení zesilovače. Na vstup druhého koncového zesilovače se totiž přivádí signál po průchodu prvním koncovým zesilovačem, který může signál poněkud zkreslit. Toto nebezpečí lze však podstatně zmenšit zavedením co největší záporné zpětné vazby.

Je tedy možno shrnout výhody a nevýhody zvoleného můstkového zapojení oproti běžnému jednoduchému dvojčinnému zapojení takto:

1. Stejnoseměrný proud zátěží neprochází, není tedy třeba používat ani oddělovací kondenzátor ani napájecí zdroj s vyvedeným středem.
2. Pro stejný výstupní výkon stačí poloviční napájecí napětí (lze použít tuzemské doplňkové křemíkové tranzistory).
3. Každý tranzistor z páru v můstkovém zapojení ovládá pouze polovinu výkonu v odpovídající půlperiodě. Znamená to, že můstkový koncový stupeň může zpracovat se stejnými tranzistory dvojnásobný výkon, než konvenční dvojčinný zesilovač, aniž by došlo k překročení povolené kolektorové ztráty.
4. Zvolený způsob buzení umožňuje použít samostatně jednotlivé koncové zesilovače pro konstrukci zesilovače s menším výkonem. Do poloviční zátěže odevzdá jeden koncový zesilovač poloviční výkon, do původní zátěže

čtvrtinu původního výkonu. V těchto případech je samozřejmě nutno použít napájecí zdroj s vyvedeným středem nebo oddělit zátěž vhodným kondenzátorem.

5. Můstkové zapojení vyžaduje dvojnásobný počet tranzistorů pro koncový zesilovač (ovšem s menšími nároky na parametry).

## Konstrukce zesilovače

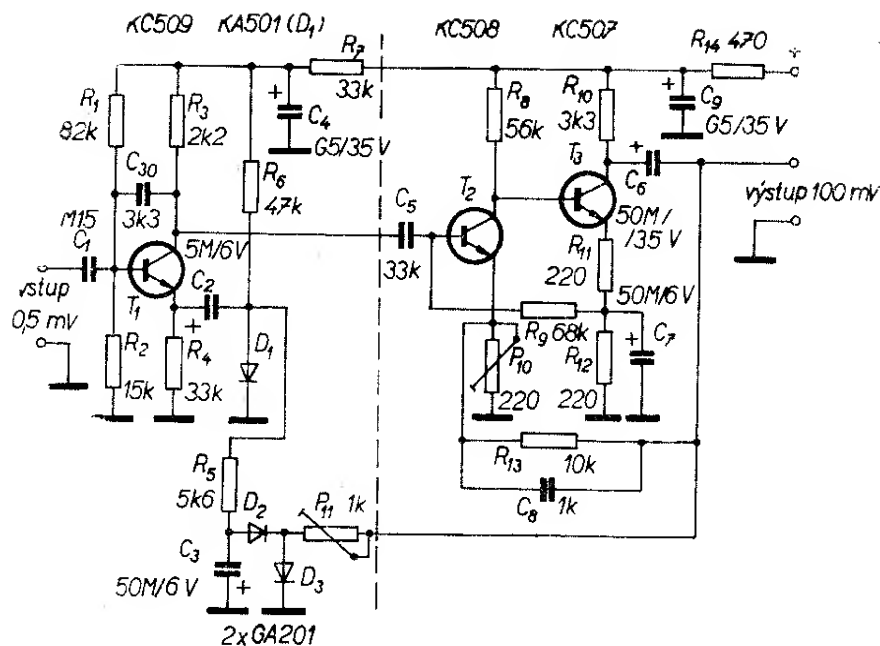
Jak je patrné z celkové sestavy zesilovače (obr. 40, str. 39), je celý předzesilovač rozdělen na pět jednotlivých desek s plošnými spoji. Je to deska mikrofonních zesilovačů 17, deska kytarových zesilovačů 18, deska směšovacího zesilovače 19, deska směšovače signálu 20, deska směšovače dozvuku 21 a deska korekčního zesilovače 22. Jejich umístění je závislé hlavně na funkci jednotlivých dílů a také na rozmístění ovládacích prvků. Desky vstupních zesilovačů jsou co nejbližší vstupních konektorů.

### Deska mikrofonních zesilovačů

Na této desce jsou umístěny tři kompletní mikrofonní zesilovače (stupeň s kompresorem dynamiky a dvoustupňový mikrofonní zesilovač). Schéma zapojení jednoho kanálu mikrofonního zesilovače je na obr. 5. Pro menší nároky je možné stupeň kompresoru dynamiky vypustit (vynechané součástky jsou vlevo, odděleny čárkovaně). Vzhledem k tomu, že stavba a oživování celého zesilovače není věcí právě jednoduchou, bude vhodné blíže vysvětlit funkci jednotlivých stupňů tak, aby při oživování nedocházelo ke zbytečným chybám, vyplývajícím z nesprávného pochopení funkce.

Stupeň s kompresorem dynamiky je vlastně zesilovač s řízeným zesílením, což je obvod, jehož přenos lze ovládat stejnosměrným napětím nebo proudem. Důležité parametry tohoto obvodu jsou: regulační rozsah, malé nelineární zkreslení a dosažená rychlost reakce při skokové

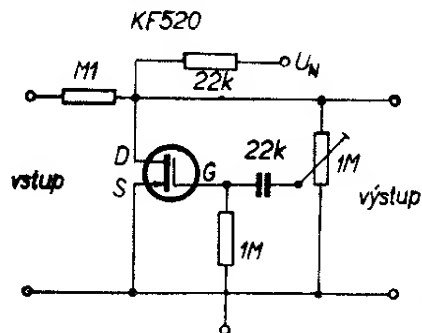
Obr. 5. Schéma jednoho kanálu mikrofonního zesilovače



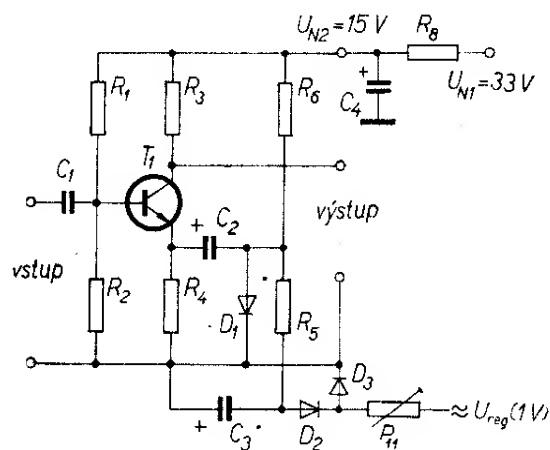
změně regulační veličiny. Protože změny zesílení v kompresoru jsou velmi rychlé, obsahuje měnič se regulační veličina kmitočty, spadající do akustického pásma. Neméně důležitým parametrem zesilovače je tedy i stupeň oddělení regulačního napětí nebo proudu od užitečného signálu. V průběhu řešení byly vyzkoušeny dvě verze kompresoru s polovodičovými prvky. První způsob podle [4] s tranzistorem řízeným polem dal velmi dobré výsledky (obráz. 6). Proti původnímu zapojení bylo nutno přivádět napětí  $U_N$ , kterým se linearizoval průběh střídavého signálu při větších amplitudách. Bylo dosaženo přibližně lineárního regulačního rozsahu 28 dB při nelineárním zkreslení na výstupu 1,5 %. Tyto výsledky jsou na druhé straně zhoršovány velkým potřebným regulačním napětím (asi 6 V) a nutností základního napětí pro řídicí elektrodu a na-

pájení tranzistoru zdrojem  $U_N$  s uzemněným kladným pólem, tedy právě opačně, než celý zesilovač. Všechny tyto skutečnosti natolik zkomplikovaly zdroj řídicího napětí, že jsme od tohoto řešení nakonec upustili.

Druhé řešení, vycházející z [5] (i když má poněkud horší parametry) tyto nevýhody nemá. Jak vyplývá z obr. 7, jedná se o použití proudové záporné zpětné vazby na emitorovém odporu tranzistoru. Ne-li přítomno regulační napětí, je dioda  $D_1$  otevřena pomocí odporu  $R_6$ , kondenzátor  $C_2$  je tedy svým záporným koncem uzemněn. Přivedeme-li přes  $R_7$  ( $P_{11}$ ) stří-



Obr. 6. Kompresor s tranzistorem MOSFET



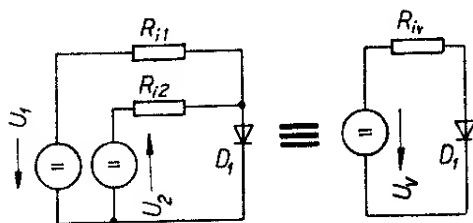
Obr. 7. Použité zapojení kompresoru, využívající proudové záporné zpětné vazby na emitorovém odporu

davé napětí na usměrňovač, tvořený diodovým zdvojovačem napětí  $D_2, D_3$ , uzavře se v důsledku záporného regulačního napětí (přiváděného přes odpor  $R_5$ ) dioda  $D_1$ , odpor  $R_4$  přestane být blokován na zem přímo a zesílení zesilovače se zmenší. Zapojení je velmi jednoduché, na funkčním vzorku bylo dosaženo komprese 16 dB při zkreslení max. 3 %, což je pro naše účely zcela vyhovující. Dioda  $D_1$  je typu KA501, má poměrně ostré koleno charakteristiky – limitace posledních 20 dB dynamického rozsahu je pak velmi účinná. Diody  $D_2$  a  $D_3$  jsou germaniové typy GA201.

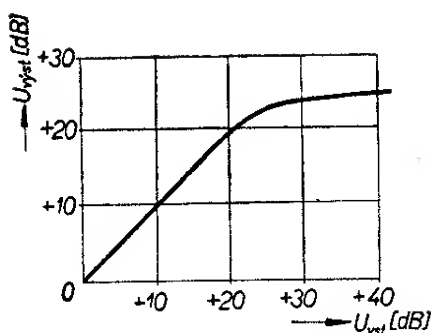
Dioda  $D_1$  se napájí jednak z pevného zdroje (slouží k otevření diody, je-li vstup bez signálu) a jednak ze zdroje, odvozeného ze signálu (slouží k uzavírání diody). První zdroj je odvozen přímo z napájecího napětí a jeho vnitřní odpor je rozdělen na filtrační odpor  $R_8$  napájení kompresního stupně (a filtrační odpory předchozích stupňů, které je však možno zanedbat) a napájecí odpor  $R_6$  diody. Vnitřní odpor tohoto zdroje byl volen  $R_{i1} = 82 \text{ k}\Omega$ , aby proud diodou nebyl příliš velký. Druhým zdrojem je diodový násobič s oddělovacím odporem  $R_5$ , 5,6 k $\Omega$ . Diody  $D_2$  a  $D_3$  jsou pro první zdroj zapojeny v propustném směru; jejich odpor je asi 200  $\Omega$  + 200  $\Omega$ . Odpor  $R_{i2}$  druhého zdroje je tedy asi 6 k $\Omega$ . Nepřivádí-li se na diodový zdvojovač napětí, je podle obr. 8  $U_2 = 0$ . Oba zdroje lze pomocí Théveninova teorému nahradit jedním zdrojem (obr. 8),  $U_1$  je pak napájecí napětí stupně kompresoru před jeho filtračním odporem (33 V).

Na obr. 8 je

$$U_{v1} = U_v \text{ napr.} = R_{i2} \frac{U_1}{R_{i1} + R_{i2}} = 6 \cdot 10^3 \frac{33}{88 \cdot 10^3} \doteq 2,2 \text{ V}$$



Obr. 8. Náhradní obvod zdrojů napájecího napětí diody  $D_1$



Obr. 9. Průběh komprese nf signálu (0 dB = 0,5 mV vst. signálu = 300 mV výst. signálu na kmitočtu 1 000 Hz)

a

$$R_{iv} = R_{i1} \parallel R_{i2} = \frac{82 \cdot 6 \cdot 10^3}{88 \cdot 10^3} \doteq 5,6 \cdot 10^3 \Omega;$$

kde  $U_{v1}$  je napětí při otevřené a  $U_{v2}$  při zavřené diodě  $D_1$ .

Pracovní bod diody KA501 je třeba určit graficky z charakteristiky.

Pracovní bod diody je  $U_{AK} = 0,55 \text{ V}$ ,  $I_{AK} = 0,332 \text{ mA}$ .

Zvětšení napětí zdroje  $U_2$  se projevuje jako zmenšení napětí náhradního zdroje  $U_v$ . Z charakteristiky diody je patrné, že pro posuv napětí do počátku kolena charakteristiky diody je třeba napětí  $U_v$  asi 0,7 V (tj. zmenšené o 1,7 V). Pak tedy opět z Théveninova teorému musí být

$$U_2 = \frac{(U_{v2} - U_{v1})(R_{i1} + R_{i2})}{R_{i1}} = \frac{(0,7 - 2,4)(82 + 6) \cdot 10^3}{82 \cdot 10^3} \doteq -1,83 \text{ V}.$$

Je obvyklé, že obvod kompresoru začíná pracovat v posledních 20 dB požadované vstupní úrovni. Budeme-li tedy požadovat rozsah vstupních signálů +40 dB od jmenovité vstupní úrovně, bude kompresor zpracovávat prvních 20 dB zhruba bez komprese a druhých 20 dB s požadovanou kompresí, v našem případě asi 16 dB (obr. 9). To znamená, že nejvyšší výstupní úroveň bude +24 dB (vzhledem k jmenovité úrovni). Jmenovitá výstupní úroveň mikrofonního zesilovače je (podle obr. 2) 100 mV.

Znamená to, že při výstupní úrovni větší o 20 dB (tj. 1 V) musí zdroj  $U_2$  dávat napětí —1,82 V, aby došlo k posuvu pracovního bodu na začátek kolena charakteristiky. Z toho plyne nutnost použít zdvojovač napětí, aby nebyl nutný další zesilovací stupeň pouze pro napájení usměrňovače. Zdvojovač by sice dával při zcela uzavřené  $D_1$  (maximální komprese) napětí asi —3 V; toto napětí lze však regulovat trimrem  $P_{11}$ , který je nutný pro oddělení výstupu mikrofonního zesilovače od zdvojovače. Je dobře volit  $P_{11}$  proměnný, aby bylo možno nastavit počátek komprese podle potřeby.

Dále je třeba určit kapacitu vyhlazovacího kondenzátoru  $C_3$  usměrňovače, a to tak, aby časová konstanta vybíjení byla asi 0,3 až 0,5 s, což je běžně požadovaná velikost u kompresorů dynamiky [4]. Vybíjecí proud je opět tvořen odporem  $R_5$  a  $D_1$  v propustném směru, tedy

$$R_{vyb} = 6 \cdot 10^3 \Omega.$$

Potom

$$\tau_{vyb} = R_{vyb} C_3$$

a z toho

$$C_3 = \frac{\tau_{vyb}}{R_{vyb}} = \frac{0,4}{6 \cdot 10^3} \doteq 0,066 \cdot 10^{-3} = 66 \mu F.$$

Použijeme-li kondenzátor z vyráběné řady, tj. 50  $\mu F$ , změní se  $\tau_{vyb}$  na  $50 \cdot 10^{-6} \cdot 6 \cdot 10^3 = 0,3$  s, což vyhovuje. Nabíjecí časová konstanta  $\tau_{nab}$  by neměla být větší než 0,1 s. Kondenzátor  $C_3$  se nabíjí přes výstupní odpor zdvojovače a  $P_{11}$ . Výstupní odpor zdvojovače byl naměřen přibližně 1,2 k $\Omega$  při  $R_7 = 1$  k $\Omega$ .

Bude tedy

$$\tau_{nab} = R_{výst} C_3 = 1,2 \cdot 10^3 \cdot 50 \cdot 10^{-6} = 60 \cdot 10^{-3} \text{ s},$$

což vyhovuje požadavkům.

Pro mikrofonní zesilovač (zařazený za kompresorem dynamiky) bylo zvoleno běžné zapojení dvoustupňového přímo-vázaného zesilovače se stejnosměrnou i střídavou zpětnou vazbou. Stejnosměrná zpětná vazba velmi dobře stabilizuje

nastavené pracovní body zesilovače ve značném rozsahu pracovních teplot. Střídavá zpětná vazba má příznivý vliv na šum, zkreslení, šířku přenášeného pásma, vstupní a výstupní impedanci a stabilitu parametrů s ohledem na tolerance součástek. Zapojení mikrofonního zesilovače je na obr. 5. Výstup tohoto zesilovače je připojen jednak ke směšovači – na potenciometr regulace úrovně a výstupu pro dozvuk a jednak přes  $P_{11}$  na diodový zdvojovač pro napájení kompresoru. Zapojení je běžné, tranzistory jsou  $T_2$  – KC508 a  $T_3$  – KC507 (větší  $U_{CE0}$ ).

Všechny tři mikrofonní zesilovače jsou umístěny na jedné desce plošných spojů o rozměrech 100  $\times$  150 mm (obr. 59).

K nastavení, zejména důkladnému, budeme potřebovat tónový generátor, nízkofrekvenční milivoltmetr a osciloskop.

Odporové trimry  $P_{10}$  a  $P_{11}$  nastavíme přibližně na střed, na vstup přivedeme signál 1 kHz z tónového generátoru s amplitudou 0,5 mV. Připojíme napájecí napětí a na výstup paralelně připojíme osciloskop a milivoltmetr. Při správně zapojeném předzesilovači se na výstupu objeví signál. Trimrem  $P_{10}$  nastavíme výstupní napětí na 100 mV. V případě správného osazení dobrými součástkami je to jediné nastavení. Kompresor nastavíme odporovým trimrem  $P_{11}$  tak, aby v posledních 20 dB dynamického rozsahu (obr. 9) byla při změně vstupního napětí z 5 mV na 50 mV změna výstupního napětí pouze 3 až 4 dB. Při vstupním napětí 50 mV nesmí být zkreslení větší než asi 5 % – sinusovka na osciloskopu bude pouze mírně deformovaná, špičky nesmějí být ořezány. Pokud zesilovač ořezává špičky (již při výstupním napětí 3 až 5 mV), nebývá závada v obvodu kompresoru, ale ve špatném nastavení pracovního bodu tranzistorů  $T_2$  a  $T_3$  v důsledku jejich výrobních tolerancí. Pak je vhodné zařadit místo odporu  $R_{12}$  trimr asi 470  $\Omega$  a nastavit jej tak, aby nedošlo k ořezávání špiček



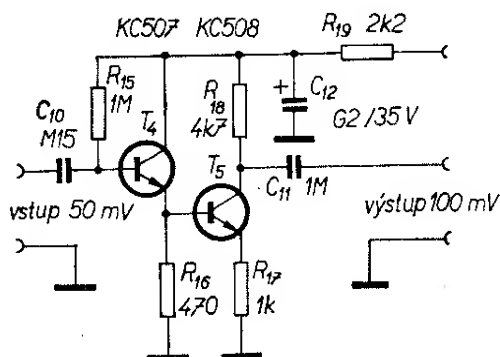
sinusovky při zvětšování vstupního napětí až do velikosti 50 až 60 mV.

Tím je nastavení mikrofonního zesilovače ukončeno. Stejným postupem nastavíme ostatní dva zesilovače. V případě, že se rozhodnete pro verzi bez kompresoru, stačí nastavit trimrem citlivost, tj. při vstupním napětí 0,5 mV výstupní napětí 100 mV a zkontrolovat, zda při zvětšení vstupního napětí o 26 dB (tj. na 10 mV) nedochází k ořezávání špiček sinusovky. V případě, že tomu tak je, nastavíme pracovní bod změnou odporu  $R_{12}$  podle předchozího popisu.

Po nastavení zakápneme hřídele trimrů nitrolakem (popř. je vyměníme za pevné odpory) a desku plošných spojů ze strany spojů natřeme solakrylovým lakem nebo kalafunou rozpuštěnou v lihu. Tím je celá deska mikrofonních zesilovačů připravena k zamontování do zesilovače.

### Předzesilovač pro kytaru

Na tento předzesilovač jsou kladeny poměrně mírné požadavky, napěťové zesílení  $A_u = 2$  a vstupní odpor  $R_{vst} = 100 \text{ k}\Omega$ . I když je požadavek na napěťové zesílení velmi mírný, bylo zjištěno, že vstupního odporu 100 k $\Omega$  nelze jedním stupněm s uzemněným emitorem s tranzistorem typu KC508 běžně dosáhnout. Bylo tedy zvoleno jednoduché zapojení dvoustupňového přímovězaného zesilovače, první stupeň s uzemněným kolektorem pro dosažení požadovaného vstupního odporu, druhý stupeň s uzemněným emitorem a se zpětnou vazbou nebloko-



Obr. 10. Zapojení předzesilovače pro kytaru

vaným emitorovým odporem tak, aby výsledné zesílení  $A_u = 2$ . Zapojení předzesilovače je na obr. 10. Zapojení je velmi jednoduché, má malý počet součástek a přes své nevýhody (větší šum tranzistoru v zapojení se společným kolektorem [6], vzájemně destabilizující účinky tranzistorů stejného typu vodivosti v zapojení SK + SE s přímou vazbou) plně vyhovuje účelu. Větší šum  $T_4$  vzhledem k velkému vstupnímu napětí (50 mV) nevadí a teplotní stabilita zesilovače je v daném teplotním rozsahu +10 až +50 °C vyhovující.

Stejně jako mikrofonní zesilovače jsou i kytarové zesilovače soustředěny na jedinou desku plošných spojů (obr. 11). Na desce kytarového předzesilovače je ještě umístěno 6 součástek mikrofonního zesilovače, a to tři odpory  $R_{14}$  a tři kondenzátory  $C_9$ . Protože jsou obě desky blízko sebe, lze použít toto řešení, aniž by to vedlo k vážnějším problémům.

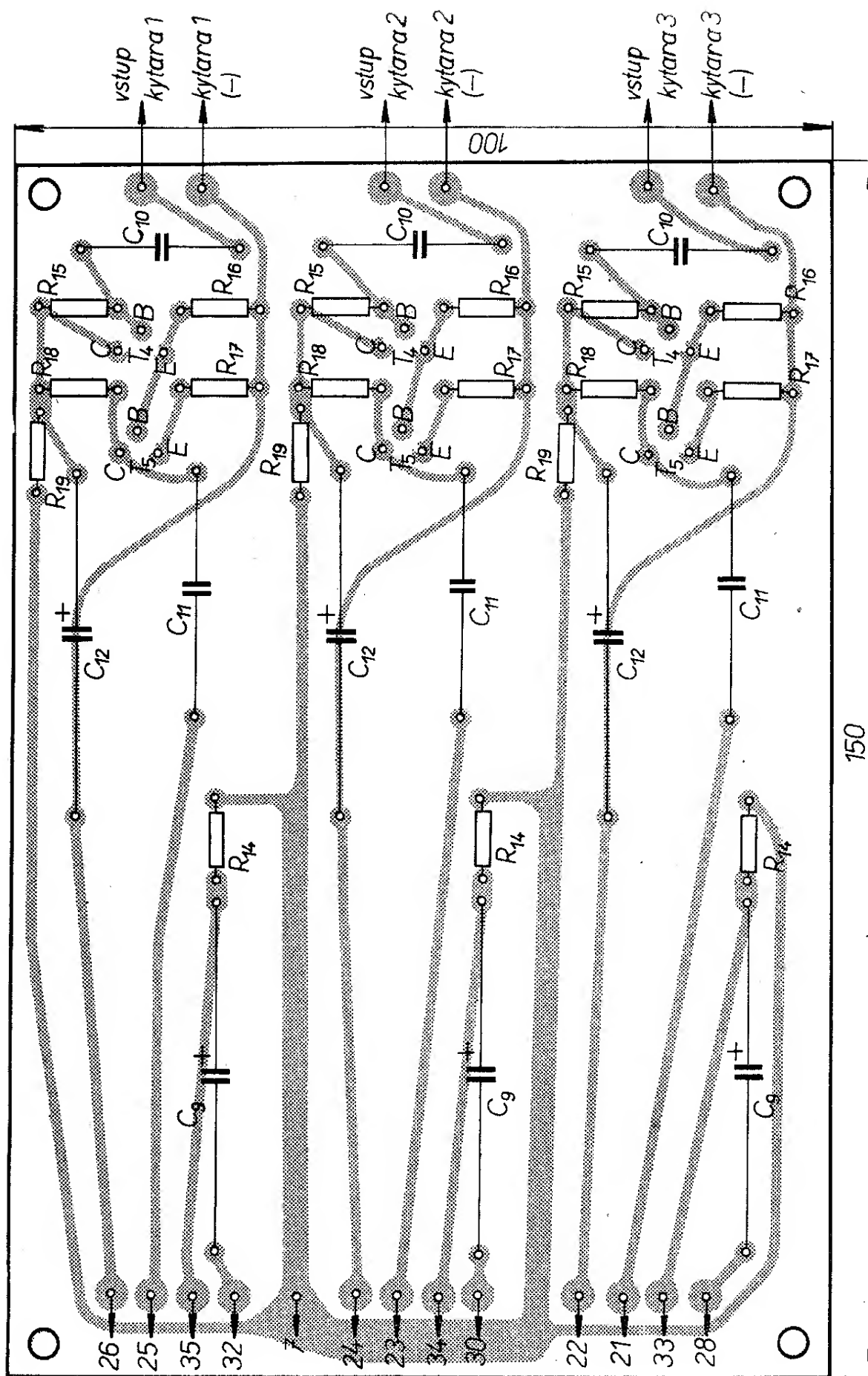
Uvedení kytarových zesilovačů do chodu je za předpokladu pečlivé práce a dobrých součástek zcela jednoduché. Použijeme opět stejné měřicí vybavení jako u mikrofonního zesilovače. Na vstup přivedeme 50 mV/1 kHz a kontrolujeme, zda je na výstupu asi 100 mV. Dále zvětšíme vstupní napětí na 1 V a kontrolujeme sinusovku, která by při výstupním napětí asi 2 V neměla mít ořezané špičky. Tím je nastavení jednoho kanálu ukončeno a můžeme nastavit oba další kanály shodným postupem.

Vzhledem k tomu, že se mezi hudebníky vyskytuje celá řada různých typů kytarových snímačů s různým výstupním napětím, je možné, že citlivost 50 mV nebude každému vyhovovat. V takovém případě je možné individuální přizpůsobení citlivosti kytarového vstupu změnou odporu  $R_{17}$  v emitoru  $T_5$  – zmenšením odporu se zvětší citlivost a naopak. Maximální velikost výstupního napětí je ovšem stále stejná, asi 2 V.

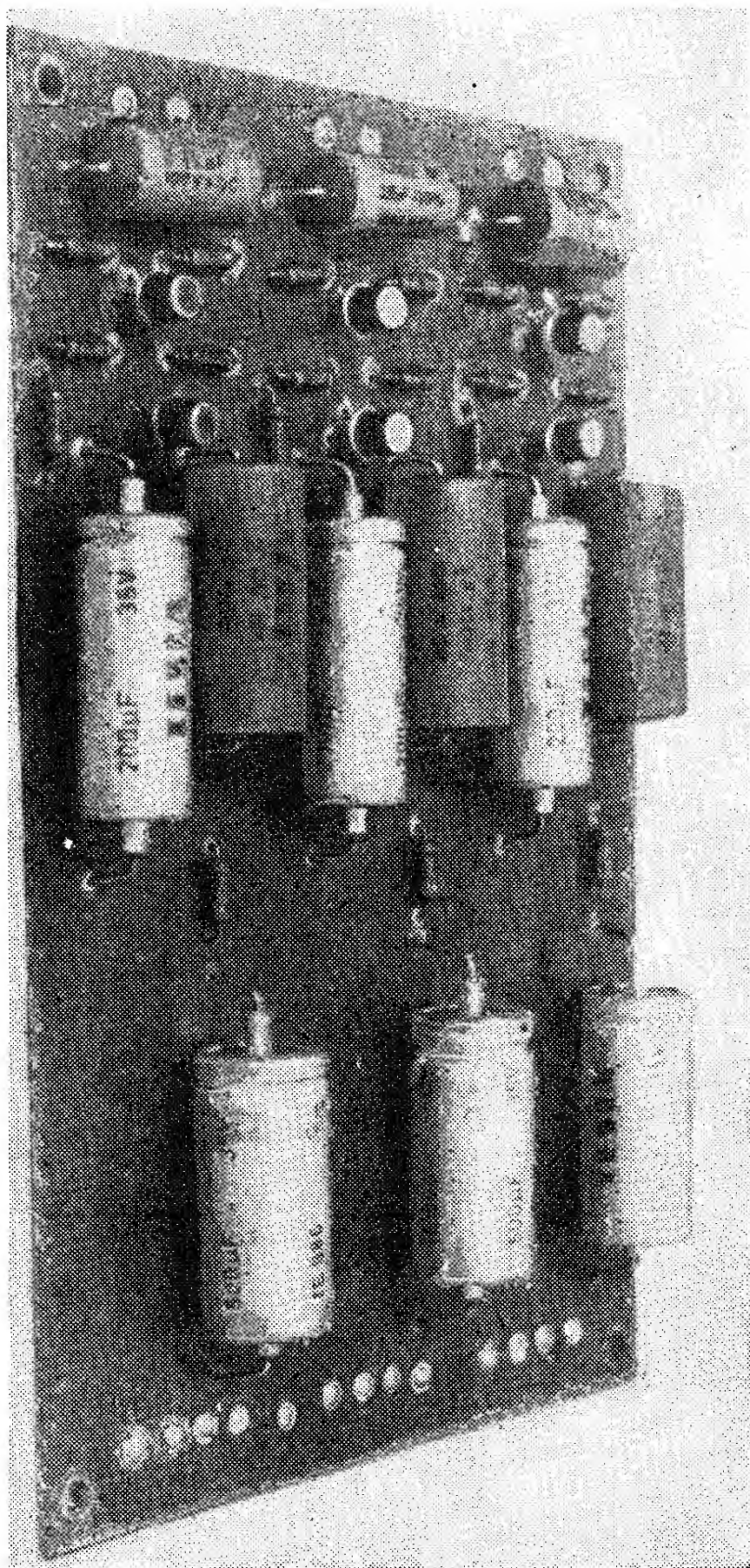
### Směšovač

Zapojení směšovače bylo zvoleno pro svou jednoduchost a pro účely běžného nf zesilovače zcela vyhovuje (obr. 1).

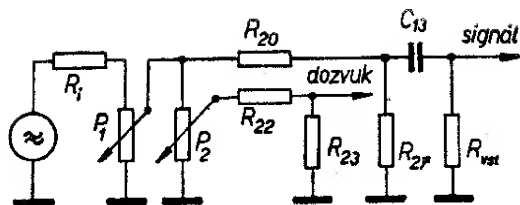
$$12 \cdot \frac{5}{71} R_K$$



Obr. 11. Deska plošných spojů předzesilovači pro kytaru



*Obr. 11a. Osazená deska předzesilovací pro kytaru*



Obr. 12. Náhradní schéma zapojení směšovače (jeden vstup)

Náhradní schéma pro jeden vstup je na obr. 12. Aby se vzájemně neovlivňovaly regulátory úrovně a dozvuku jednotlivých zdrojů signálu je třeba, aby oddělovací odpory  $R_{20}$  byly asi  $10 \times$  větší, než vnitřní odpor zdroje signálu (podle obr. 12 nejvíce asi  $10 \text{ k}\Omega$ ; odpovídá nastavení běžce  $P_1$  asi na polovinu jmenovité hodnoty). V jiných případech je odpor zdroje vždy menší.

Bylo voleno  $P_1 = P_2 = 25 \text{ k}\Omega$  a  $R_{20} = 100 \text{ k}\Omega$ . Na směšovacím děliči počítáme se zmenšením napětí o 20 dB, bude tedy

$$\frac{R_{20} + R_{27} \parallel R'_{\text{vst}}}{R_{27} \parallel R'_{\text{vst}}} = 10;$$

z toho

$$R_{27} \parallel R'_{\text{vst}} = \frac{R_{20}}{9} = 11,1 \text{ k}\Omega.$$

Vstupní odpor  $R_{\text{vst}}$  směšovacího zesilovače je asi  $70 \text{ k}\Omega$ ; potom je  $R_{27}$  asi  $15 \text{ k}\Omega$ .

Po konstrukční stránce jsou oba směšovače (signálu i dozvuku) zcela identické. Aby bylo co nejméně drátových spojů, je všech osm potenciometrů směšovače pájeno do desky plošných spojů. Díry pro potenciometry vrtáme vrtákem o  $\varnothing 2,2 \text{ mm}$ . Potenciometry jsou přišroubovány na držáku, k němuž je deska plošných spojů přišroubována. Protože se nám obvykle nepodaří vyvrtat díry pro vývody potenciometrů zcela přesně, je vhodné potenciometry nejprve zašroubovat do držáku a pak na ně opatrně nasunout desku plošných spojů, přišroubovat ji a teprve potom je připájet. Použité potenciometry jsou zcela běžné o průměru 28 mm, typ TP 280b s délkou hřídele 32 mm (viz 3. str. obálky).

Jak je patrné z obr. 1, je vstup i výstup dozvukového zařízení přizpůsoben odpory. Směšovač pro dozvuk je zcela identic-

ký se směšovačem signálu, tedy odpor  $R_{22}$  z obr. 12 je opět  $100 \text{ k}\Omega$ . Vstupní citlivost dozvukového zařízení Echolana je asi 3 mV při  $R_{\text{vst}}$  asi  $30 \text{ k}\Omega$ . Z toho

$$R_{23} = \frac{R_{22}}{\frac{0,1}{0,003} - 1} = \frac{10^5}{32} \doteq 3,13 \text{ k}\Omega;$$

zvolen  $3,3 \text{ k}\Omega$ .

Je tedy zřejmé, že obě desky směšovačů se liší pouze velikostí spodního odporu odporového děliče ( $R_{27}$  a  $R_{23}$ ); jinak jsou oba směšovače stejné.

Z výstupu směšovače dozvuku je signál veden na výstupní konektor, jímž se připojuje dozvukové zařízení, reverberátor (u vzorku přístroj Tesly Přelouč zn. Echolana). Připojení jiných dozvukových zařízení je možné s příslušným přizpůsobením. Proto jsou uvedeny důležitější výpočty, aby si každý mohl děliče přizpůsobit jinému zařízení.

Výstup dozvukového zařízení je připojen odporovým děličem na vstup směšovacího zesilovače (obr. 62). Vstupní citlivost směšovacího zesilovače je 10 mV (z obr. 2) a vstupní odpor  $11,1 \text{ k}\Omega$ . Potom srážecí odpor vstupního děliče (obr. 60) bude

$$R_{50} = R_{\text{vst}} \left( \frac{0,3}{0,01} - 1 \right) = 11,1 \cdot 10^{-3} \cdot 29 \doteq 322 \cdot 10^3 \Omega \doteq 0,32 \text{ M}\Omega.$$

Jak je vidět, není dosaženo požadovaného vstupního odporu  $300 \text{ k}\Omega$ . Vzhledem k tomu, že v praxi není nikdy zesilovač buzen na plný výkon dozvukovým signálem, volíme  $R_{50} = 470 \text{ k}\Omega$ , čímž se vstupní napětí dozvuku na směšovacím zesilovači zmenší na

$$U_{\text{vst}} = \frac{R_{\text{vst}}}{R_{50} + R_{\text{vst}}} \cdot 0,3 = \frac{11,1}{470 + 11,1} \cdot 0,3 \doteq 7 \cdot 10^{-3} \text{ V}.$$

Dozvukovým signálem bude tedy možno vybudit zesilovač na polovinu jmenovitého výkonu ( $-3 \text{ dB}$ ).

## Směšovací zesilovač a linkové vstupy

Třetí deska s plošnými spoji ve vstupní části obsahuje směšovací zesilovač a dva linkové vstupy. Toto uspořádání je dáno prakticky pouze požadavkem stejné velikosti desek vstupních obvodů. Je samozřejmě možné zmenšit rozměry desek i celého zesilovače důslednou úsporou místa. Na druhé straně však tento postup znesnadňuje montáž a zvětšuje možnost parazitních vazeb. Je zřejmé, že rovněž nastavování a případné opravy jsou značně ztíženy (obr. 60).

U linkového vstupu bylo vzhledem k velkému vstupnímu napětí voleno pouze odporové přizpůsobení ke směšovači (obr. 13). S ohledem na požadovaný vstupní odpor  $600\ \Omega$  byl volen  $R_{24} = 680\ \Omega$ . Protože se vnitřní odpor  $R_g$  zdroje signálu uvažuje obvykle také  $600\ \Omega$ , bude tedy

$$U_{vst} = U_g \frac{\frac{R_{24}(R_{25} + R_{26})}{R_{24} + R_{25} + R_{26}}}{R_g + \frac{R_{24}(R_{25} + R_{26})}{R_{24} + R_{25} + R_{26}}}$$

Vztah platí, je-li  $R_{26} \ll R_{vst}$  směšovače (asi  $10\ \text{k}\Omega$ ). Odpor  $R_{26}$  byl volen rovněž  $680\ \Omega$ . Pak platí, že

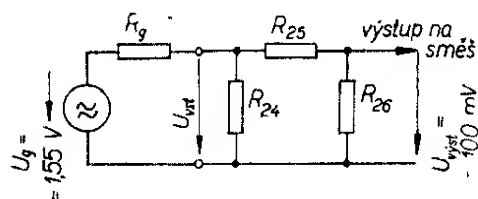
$$R_{25} = R_{26} \left( \frac{U_{vst}}{U_{výst}} - 1 \right).$$

Bude-li  $R_{vst} = 600\ \Omega$ , bude

$$U_{vst} = U_g \frac{R_{vst}}{R_{vst} + R_g} = 0,775\ \text{V}.$$

Potom

$$R_{25} = R_{26} \left( \frac{U_{vst}}{U_{výst}} - 1 \right) = 680 (7,75 - 1) \doteq 4,6 \cdot 10^3\ \Omega \doteq 4,7\ \text{k}\Omega.$$



Obr. 13. Zapojení linkového vstupu

Kontrola  $R_{vst}$

$$R_{vst} = \frac{R_{24}(R_{25} + R_{26})}{R_{24} + R_{25} + R_{26}} = \frac{680(4\,700 + 680)}{680 + 4\,700 + 680} \doteq 600\ \Omega.$$

Vstupní odpor je tedy skutečně  $600\ \Omega$ , čímž je výpočet linkového vstupu ukončen.

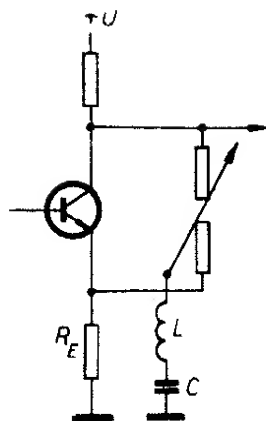
Směšovací zesilovač je identický s mikrofonním zesilovačem (obr. 62). Změna je pouze v nastavení zesílení trimrem  $P_{12}$  a v úpravě horního mezního kmitočtu kondenzátorem  $C_{16}$  (na  $f_h = 25\ \text{kHz}$ ). Nastavení je obdobné, pouze napájecí napětí zvětšíme asi na  $38\ \text{V}$  a při vstupním napětí  $10\ \text{mV}/1\ \text{kHz}$  nastavíme trimrem  $P_{12}$  výstupní napětí na  $300\ \text{mV}$ . Zkontrolujeme přemodulovatelnost (při vstupním napětí  $200\ \text{mV}$  musí být výstupní napětí  $6\ \text{V}$  bez ořezání špiček sinusovky). V případě, že je sinusovka deformovaná, je třeba změnou odporu  $R_{32}$  nastavit pracovní body směšovacího zesilovače obdobně jako u mikrofonního zesilovače.

## Korekční zesilovač

Korekční zesilovač by měl dovolit ovládat zdvih či pokles kmitočtové charakteristiky v pěti různých pásmech celého kmitočtového rozsahu. Taková poměrně ostrá korekce je sice realizovatelná obvody  $RC$ , ovšem za cenu značné složitosti. Jednodušší je korektor s použitím filtrů  $LC$  [1], [2].

Vzhledem k tomu, že se mezi hudebníky mohou vyskytnout rozdílné požadavky na jednotlivé střední kmitočty ovládaných pásem, zmíníme se o tomto typu korektoru podrobněji i s výpočtem tak, aby si průměrně zdatný amatér mohl filtr případně navrhnout sám. Rovněž je možné změnit počet filtrů. Při více filtrech bude ovšem pásmo každého filtru užší a je třeba počítat podle přesnějších vzorců tak, jak je uvedeno u filtru  $16\ \text{kHz}$ .

Zapojení korektoru  $LC$  je velmi jednoduché (obr. 14). Tranzistor má v emitoru poměrně velký neblokovaný odpor, v pra-

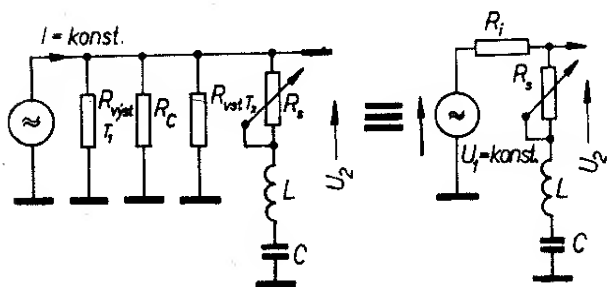


Obr. 14. Základní zapojení korektoru LC

xi  $R_E = R_C$ , zesílení je tedy bez uvažování korekcí přibližně 1. Pomocí potenciometru s rozdělenou dráhou je možno mezi kolektor a zem nebo mezi emitor a zem připojit sériový rezonanční obvod. V prvním případě se na rezonančním kmitočtu obvodu LC zmenší výstupní napětí zesilovače. Na obr. 15 je náhradní obvod pro tento případ. Výstupní odpor, pracovní odpor  $R_C$  a vstupní odpor následujícího stupně lze nahradit jedním odporem  $R_i$ . Napětí  $U_1$  je úměrné vstupnímu napětí předzesilovače.

Potom tedy přenos

$$P(\omega) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{R_s + j \left( \omega L - \frac{1}{\omega C} \right)}{R_i + R_s + j \left( \omega L - \frac{1}{\omega C} \right)} \quad (1).$$



Obr. 15. Náhradní obvod pro korektor LC se sériovým rezonančním obvodem mezi kolektorem a zemí

Pro  $\omega = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$  nastává rezonance

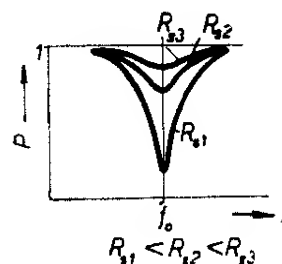
a ve výrazu pro přenos zbudou pouze činné odpory, tedy:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{R_s}{R_i + R_s}.$$

Pro  $\omega \gg \omega_0$  a  $\omega \ll \omega_0$  je  $\frac{U_2}{U_1} \approx 1$ .

*Funkce jednotlivých prvků*

a)  $R_i$ ,  $L$ ,  $C$  konstantní,  $R_s$  proměnný. Křivky mají tvar podle obr. 16.  $R_s$  je



Obr. 16. Křivky rezonančního obvodu LC, jsou-li  $R_i$ ,  $L$  a  $C$  konstantní,  $R_s$  proměnný

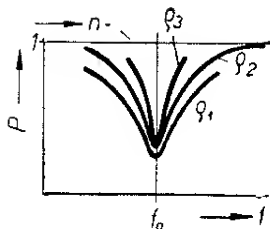
tvořen proměnným odporem a sériovým ztrátovým odporem obvodu, který určuje minimální možnou hodnotu  $R_s$  a tedy maximální výšku křivky. Z konstrukčního hlediska je třeba pamatovat na to, aby v zapojení byly v sérii k rezonančnímu okruhu připojeny proměnné odpory, jimiž se sériové ztrátové odpory vyrovnají tak, aby přenos na rezonančním kmitočtu byl u všech obvodů stejný.

b)  $R_i$ ,  $\omega_0$ ,  $R_s$  konstantní,  $Q$  proměnný.  $Q$  je charakteristický odpor rezonančního obvodu při rezonanci:

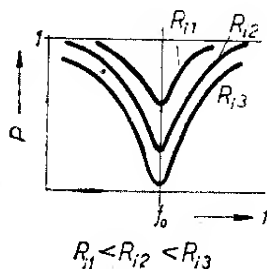
$$Q = \sqrt{\frac{L}{C}} = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C}.$$

$Q$  tedy určuje šířku křivky podle obr. 17. c)  $R_s$ ,  $L$ ,  $C$  konstantní,  $R_i$  proměnný (obr. 18). Z obrázku plyne, že také na  $R_i$  závisí výška křivky. Bylo by tedy možné regulovat i změnou  $R_i$ , ovšem za cenu změny šířky křivky, což se nezdá výhodné.

Pro zesilovač s velkým zesílením a silnou zápornou zpětnou vazbou platí, že



Obr. 17. Křivky rezonančního obvodu LC, je-li  $R_i$ ,  $\omega_0$  a  $R_s$  konst.,  $Q$  proměnné



Obr. 18. Křivky rezonančního obvodu LC, je-li  $R_s$ ,  $L$  a  $C$  konst.,  $R_i$  proměnný

jeho přenosová funkce je inverzní k funkci přenosu zpětnovazebního obvodu. Je-li tedy rezonanční obvod ve druhém případě připojen k emitoru tranzistoru a v přívodu k emitoru bude zařazen stejný odpor  $R_i$  jako v předešlých případech, dostaneme inverzní charakteristiky k předchozím případům, což vytváří požadovaný zdvih korekcí. Vzhledem k tomu, že se při změně emitorového odporu značně mění vstupní odpor tranzistoru, je třeba, aby zdroj signálu měl malý vnitřní odpor.

Při praktickém návrhu korektoru je nutno přihlídnout rovněž k tomu, že se sousední korekční prvky mohou vzájemně nepříznivě ovlivňovat. Proto bude vhodné oddělit sousední korekce oddělovacím stupněm.

Korekční zesilovač by tedy měl mít zesílení zhruba 1, obsahovat dva stupně podle obr. 14 a mít (vzhledem k připojení ke koncovému stupni) na výstupu emitorový sledovač. Vazba mezi tranzistory je nejlepší přímá (stejnoseměrná). Zapojení je pak jednoduché a nedochází ke ztrátám ve vazebních obvodech. Dále je vhodné, aby celkový počet vazebních kondenzátorů v celém zesilovacím řetězci byl co nejmenší a aby vazební kondenzátory

měly i při velmi nízkém dolním mezním kmitočtu malou kapacitu. Aby u zesilovače s přímou vazbou nedošlo ke komplikacím při zařazení dvou zesilovačů se stejnými emitorovými a korektorovými odpory v napájecích obvodech (nastavení pracovního bodu druhého zesilovače by vyžadovalo další, blokový emitorový odpor a menší napájecí napětí prvního stupně) je výhodné použít dvojice p-n-p – n-p-n. Celé zapojení se tím podstatně zjednoduší, i když se poněkud zhorší teplotní stabilizace (vzhledem k použitým křemíkovým tranzistorům to však nevádí). Schéma zapojení zesilovače bez připojených korekcí je na obr. 19 (skutečný zesilovač je na obr. 20). Tranzistory  $T_8$  a  $T_{10}$  jsou typu KC507,  $T_9$  je typu BC177, což je komplementární typ p-n-p k typu KC507. Tento tranzistor se u nás nevyrábí, lze ho nahradit typem KF517 vybraným tak, aby měl  $U_{CE0 \min} = 30 \text{ V}$ .

Pro výpočet korekcí je třeba znát odpor  $R_i$  podle obr. 15. Pro výstup z prvního stupně

$$R_{i8} = R_{\text{výst } T_8} \parallel R_{37} \parallel R_{\text{vst } T_9}$$

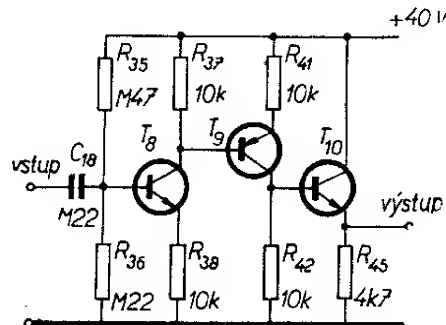
Pro výstup z druhého stupně:

$$R_{i9} = R_{\text{výst } T_9} \parallel R_{41} \parallel R_{\text{vst } T_{10}}$$

K danému zesilovači podle obr. 19 uvádíme vstupní a výstupní odpory, potřebné k výpočtu korekcí.

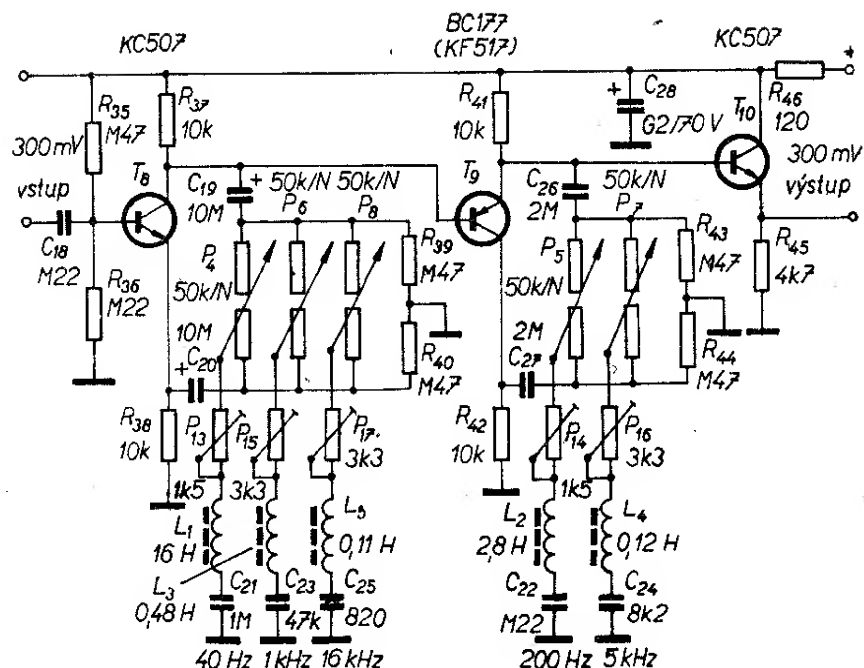
Tedy:

$$R_{\text{výst } T_8} = 7,7 \text{ M}\Omega, R_{\text{vst } T_9} = 1,2 \text{ M}\Omega, \\ R_{\text{výst } T_9} = 3,37 \text{ M}\Omega, R_{\text{vst } T_{10}} = 2,4 \text{ M}\Omega.$$



Obr. 19. Korekční zesilovač bez připojených korekcí

Obr. 20. Celkové schéma zapojení pětistupňového korektoru



Uvedené údaje jsou výstupní a vstupní odpory bez uvažování vlivu kolektorových odporů. Výstupní odpory jednotlivých zesilovacích stupňů jsou:

$$R_{is} = \frac{7\,700 \cdot 10 \cdot 1\,200}{7\,700 \cdot 10 + 1\,200 \cdot 10 + 7\,700 \cdot 1\,200} \approx 9,99 \text{ k}\Omega \approx 10 \text{ k}\Omega.$$

$$R_{io} = \frac{3\,370 \cdot 10 \cdot 2\,400}{3\,370 \cdot 10 + 2\,400 \cdot 10 + 3\,370 \cdot 2\,400} \approx 9,99 \text{ k}\Omega \approx 10 \text{ k}\Omega.$$

Nyní lze vypočítat  $R_s$  při rezonančním kmitočtu jednotlivých korekčních prvků. Požadovaný zdvih a pokles korekcí je vzhledem k použitému typu korekcí zvolen  $\pm 14$  dB. Z toho  $P(\omega_0) = 0,2$  při poklesu, popř. 5 při zdvihu korekcí. Potom tedy:

$$R_s = \frac{-R_i P(\omega_0)}{P(\omega_0) - 1} = \frac{-10^4 \cdot 0,2}{0,2 - 1} = 2,5 \cdot 10^3 \Omega = 2,5 \text{ k}\Omega.$$

Jsou-li určeny odpory  $R_s$  a  $R_i$ , je tím dána soustava křivek podle obr. 16. K určení jediné křivky je třeba zvolit ještě jeden bod, který má na této křivce ležet. Zvolíme tedy mezní kmitočet, při němž se kmitočtová charakteristika od-

chyluje o 3 dB od vodorovného průběhu. Do rovnice (1) zavedeme  $\omega_0$ , položíme  $P(\omega)_m = \frac{1}{\sqrt{2}}$ ; po odmocnění dostaneme

$$\left| \sqrt{R_i^2 + 2R_i R_s + R_s^2} \right| = \left| \omega L - \frac{1}{\omega C} \right| \quad (2).$$

Zavedeme  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ , násobíme  $\frac{1}{\omega L}$  a upravíme na tvar

$$L = \left| \frac{\sqrt{R_i^2 + 2R_i R_s + R_s^2}}{\omega \left( 1 - \frac{\omega_0^2}{\omega_h^2} \right)} \right| \quad (3).$$

Pro výpočet  $C$  násobíme (2) výrazem  $\omega C$  a dostaneme

$$C = \left| \frac{\frac{\omega_d^2}{\omega_0^2} - 1}{\omega \sqrt{R_i^2 + 2R_i R_s + R_s^2}} \right| \quad (4).$$

Je-li  $\omega_h \gg \omega_0$ , lze obvod nahradit pouze indukčností a výraz zjednodušit

$$L \approx \frac{R_i}{\omega_h} \quad (5).$$

Je-li naopak  $\omega_d \ll \omega_0$ , lze obvod nahradit pouze kapacitou

$$C \doteq \frac{1}{\omega_d R_i} \quad (6).$$

Výrazy (5) a (6) lze použít, je-li šířka rezonanční křivky větší než asi 2 oktávy.

Střední kmitočty filtrů byly stanoveny tak, aby relativní šířka pásma všech filtrů byla zhruba stejná (asi 3,5 až 4 oktávy), tedy 40 Hz, 200 Hz, 1 kHz, 5 kHz a 16 kHz. Poslední z filtrů je užší, neboť je téměř u konce slyšitelného pásma, jeho křivka je značně strmá, jeho výpočet bude tedy třeba dělat podle přesných vzorců (3) a (4). Ostatní filtry (vzhledem k jejich šířce) je možno počítat pouze podle příbližných vzorců (5) a (6), které pro jejich určení zcela postačují.

$$\begin{aligned} 1. \quad & f_0 = 40 \text{ Hz } (\omega_0 = 250), \\ & f_d = 11 \text{ Hz } (\omega_d = 69), \\ & f_h = 140 \text{ Hz } (\omega_h = 880); \\ & (f_0 = \sqrt{f_d f_h}) \end{aligned}$$

$$C \doteq \frac{1}{\omega_d R_i} = \frac{1}{69 \cdot 10^4} = 1,45 \cdot 10^{-6} \text{ F};$$

zvoleno  $1 \mu\text{F}$ ;

$$L \doteq \frac{R_i}{\omega_h} = \frac{10^4}{0,88 \cdot 10^3} \doteq 11,5 \text{ H};$$

vzhledem k volbě  $C$  byla nutná oprava  $L$  podle  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ , pak  $L = 16 \text{ H}$ .

$$\begin{aligned} 2. \quad & f_0 = 200 \text{ Hz } (\omega_0 = 1\,250), \\ & f_d = 70 \text{ Hz } (\omega_d = 440), \\ & f_h = 560 \text{ Hz } (\omega_h = 3\,500); \end{aligned}$$

$$C = \frac{1}{440 \cdot 10^4} \doteq 0,23 \cdot 10^{-6} \text{ F};$$

zvoleno (z řady)  $0,22 \mu\text{F}$ ;

$$L = \frac{10^4}{3,5 \cdot 10^3} \doteq 2,8 \text{ H}.$$

$$\begin{aligned} 3. \quad & f_0 = 1\,000 \text{ Hz } (\omega_0 = 6\,280), \\ & f_d = 330 \text{ Hz } (\omega_d = 2\,100), \\ & f_h = 3\,300 \text{ Hz } (\omega_h = 21\,000); \end{aligned}$$

$$C = \frac{1}{2,1 \cdot 10^3 \cdot 10^4} \doteq 0,0476 \cdot 10^{-6} \text{ F};$$

zvoleno  $47 \text{ nF}$ ;

$$L = \frac{10^4}{2,1 \cdot 10^4} \doteq 0,48 \text{ H}.$$

$$\begin{aligned} 4. \quad & f_0 = 5\,000 \text{ Hz } (\omega_0 = 31\,400), \\ & f_d = 2\,000 \text{ Hz } (\omega_d = 12\,600), \\ & f_h = 12\,600 \text{ Hz } (\omega_h = 79 \cdot 10^3); \end{aligned}$$

$$C = \frac{1}{12,6 \cdot 10^3 \cdot 10^4} \doteq 0,008 \cdot 10^{-6} \text{ F},$$

zvoleno  $8,2 \text{ nF}$ ;

$$L = \frac{10^4}{7,9 \cdot 10^4} \doteq 0,12 \text{ H}.$$

$$\begin{aligned} 5. \quad & f_0 = 16\,000 \text{ Hz } (\omega_0 = 10^5), \\ & f_d = 10\,000 \text{ Hz } (\omega_d = 6,28 \cdot 10^4), \\ & f_h = 26\,000 \text{ Hz } (\omega_h = 1,64 \cdot 10^5); \end{aligned}$$

$$L = \frac{11,6 \cdot 10^3}{1,64 \cdot 10^5 - 0,61 \cdot 10^5} =$$

$$= 11 \cdot 10^{-2} \doteq 0,11 \text{ H};$$

$$C = \frac{0,6}{6,28 \cdot 10^4 \cdot 11,6 \cdot 10^3} =$$

$$= 0,825 \cdot 10^{-9} \text{ F} \doteq 820 \text{ pF}.$$

Pro cívky byla ve vzorku použita feritová jádra Siemens z hmoty N22, je však možno použít naše jádra z n. p. Pramet Šumperk z hmoty H12 nebo H22. Protože naši výrobci dodávají jádra bez armatur, bude nutno jádro k desce plošných spojů přichytit šroubkem M3 s maticí. Pro filtr 40 Hz je jádro větší,  $\varnothing 18 \times 15 \text{ mm}$ , ostatní filtry mají jádro o  $\varnothing 18 \times 10 \text{ mm}$ . Protože údaje výrobců o jádrech jsou obvykle velmi hrubé, byly navinutím 1 000 z pokusně zjištěny konstanty jader pro výpočet počtu závitů, odpovídajícímu požadovaným indukčností, ze vzorce

$$n = k \sqrt{L};$$

pro jádro o  $\varnothing 18 \times 15$  je  $k^2 = 0,623 \cdot 10^6$ ,  
pro jádro o  $\varnothing 18 \times 10$  je  $k^2 = 3,37 \cdot 10^6$ .

Jádro o  $\varnothing 18 \times 15$  je bez mezery, jádra o  $\varnothing 18 \times 10$  mají vzduchovou mezeru  $0,4 \text{ mm}$ . Potřebné počty závitů jsou:

$$\begin{aligned} 16 \text{ H} \quad & n = \sqrt{0,623 \cdot 10^6 \cdot 16} = 3\,350 \text{ z}, \\ 2,8 \text{ H} \quad & n = \sqrt{3,37 \cdot 10^6 \cdot 2,8} = 3\,070 \text{ z}, \\ 0,48 \text{ H} \quad & n = \sqrt{3,37 \cdot 10^6 \cdot 0,48} = 1\,270 \text{ z}, \end{aligned}$$

$$0,12 \text{ H} \quad n = \sqrt{3,37 \cdot 10^6 \cdot 0,12} = 635 \text{ z,}$$

$$0,11 \text{ H} \quad n = \sqrt{3,37 \cdot 10^6 \cdot 0,11} = 615 \text{ z.}$$

Vzhledem k tomu, že v každém rezonančním obvodu bude jiný  $R_s$ , byly pro nastavení zvoleny trimry 3,3 kΩ, pro filtry 40 Hz a 200 Hz trimry 1,5 kΩ.

Dále je nutno vypočítat největší  $R_s$  (tj. poloviční odpor regulačního potenciometru) a to tak, aby při „najetí“ běžce potenciometru ze střední polohy na dráhu nedošlo k větší změně kmitočtové charakteristiky než 3 dB, což je právě postřehnutelná změna

$$R_s = \frac{-R_i P(\omega)}{P(\omega) - 1} = \frac{-10^4 \cdot 0,7}{0,7 - 1} \doteq \\ \doteq 23,3 \cdot 10^3 \Omega.$$

Celkový odpor potenciometru musí být tedy 46,6 kΩ (volíme 50 kΩ, lineární průběh).

Korekční obvody je třeba od zesilovače stejnosměrně oddělit kondenzátory. Mezi prvním a druhým stupněm, kde jsou korekce 40 Hz, 1 kHz a 16 kHz, potřebujeme kondenzátor o kapacitě, která s minimálním  $R_s$  (2,5 kΩ) neovlivní podstatně průběh filtru 40 Hz (maximálně o 1 dB na  $f_d$ ); dolní mezní kmitočet kombinace  $C_{vazební}$  a  $R_s$  musí být max. 5,5 Hz. Z toho

$$C_{19(20)} = \frac{1}{\omega_d R_s} = \frac{1}{34,6 \cdot 2,5 \cdot 10^3} \doteq \\ \doteq 0,01 \cdot 10^{-3} \text{ F} \doteq 10 \mu\text{F}.$$

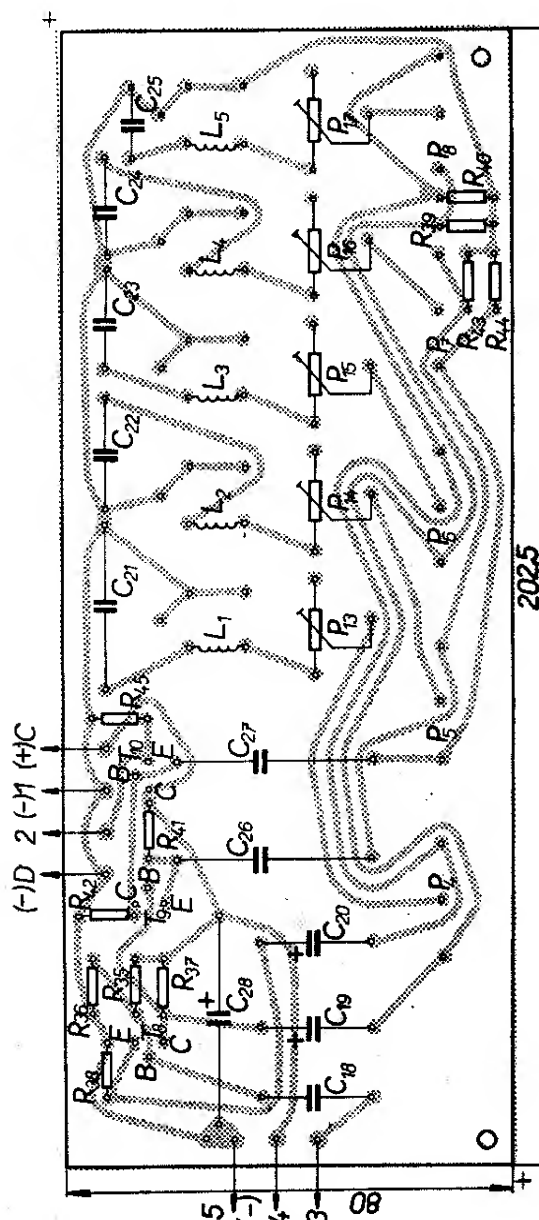
Pro korekce 200 a 5 000 Hz, které jsou mezi druhým a třetím stupněm, je podle předchozího dolní mezní kmitočet 35 Hz. Z toho

$$C_{26(27)} = \frac{1}{220 \cdot 2,5 \cdot 10^3} \doteq \\ \doteq 0,0018 \cdot 10^{-3} \text{ F} \doteq 1,8 \mu\text{F}; \text{ volíme } 2 \mu\text{F}.$$

Oba krajní konce potenciometrů musí být stejnosměrně na nulovém potenciálu, což je zajištěno vždy dvěma odpory 0,47 MΩ.

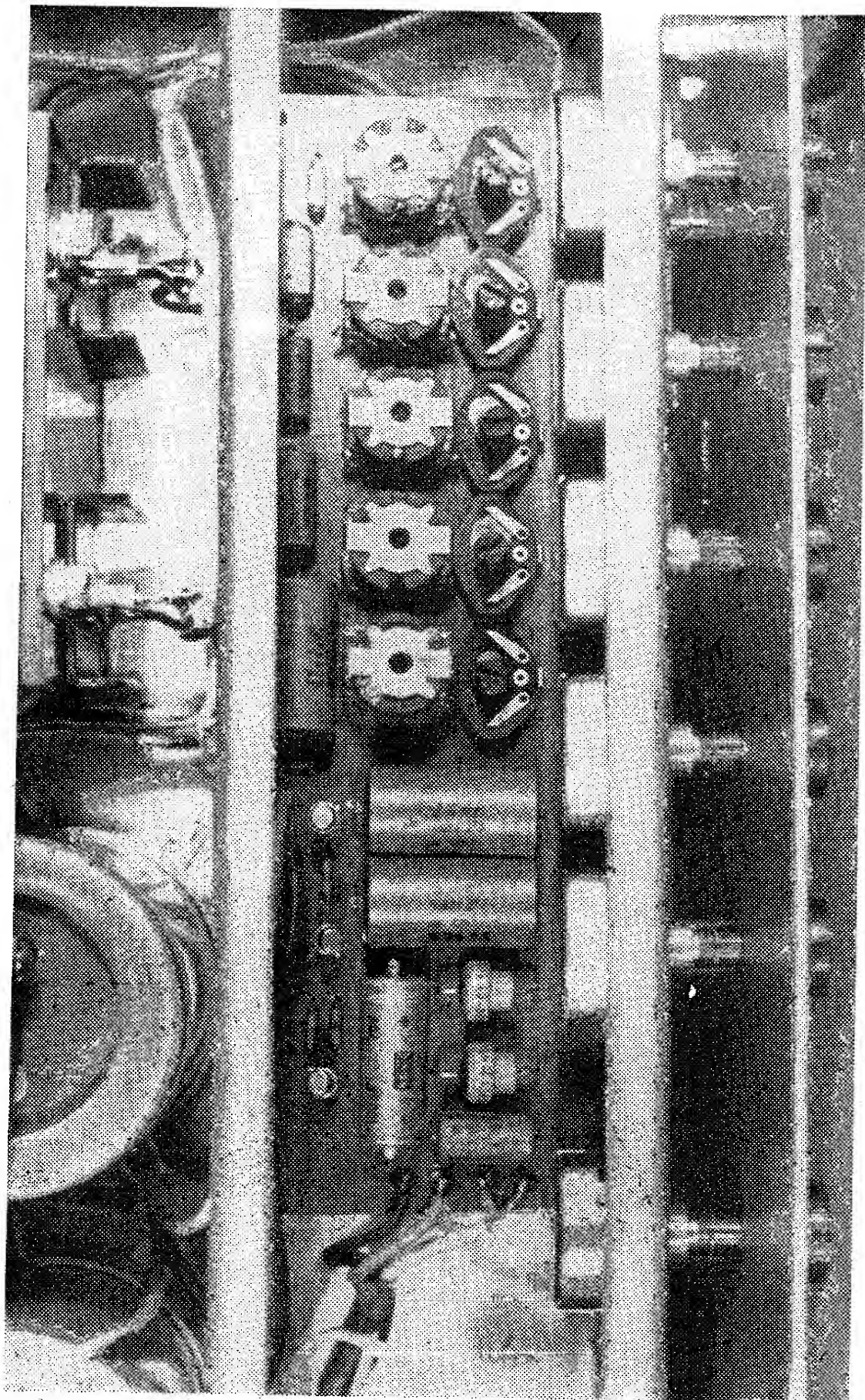
Celkové schéma zapojení pětistupňového korektoru je na obr. 20, deska plošných spojů s rozmístěním součástí je na obr. 21. Konstrukční provedení je obdobné jako u směšovačů.

Problematiku hrníčkových jader jsme probrali, zbývá tedy poslední problém, potenciometry s rozdělenou dráhou. Protože se takové potenciometry běžně nevyrábějí, je nutno upravit běžné potenciometry TP 280 b, 50 k/N. Potenciometry opatrně rozebereme, abychom neulomili plechové držáčky, vyjmeme desku s odporovou dráhou a pokud možno přesně uprostřed přerušíme uhlíkovou vrstvu v šířce asi 1 mm, nejlépe jehlovým pilníčkem. Nepilujeme zbytečně hluboko, aby

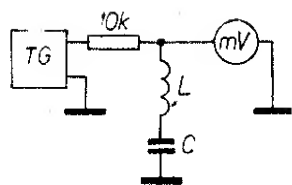


Obr. 21. Deska plošných spojů pětistupňového korektoru podle obr. 20

(Mezi vývod 3 korektoru a směšovacího zesilovače (obr. 60) je připojen hlavní regulátor hlasitosti  $P_3$ )



*Obr. 21a. Umístění desky s plošnými spoji pětistupňového korektoru v zesilovači*



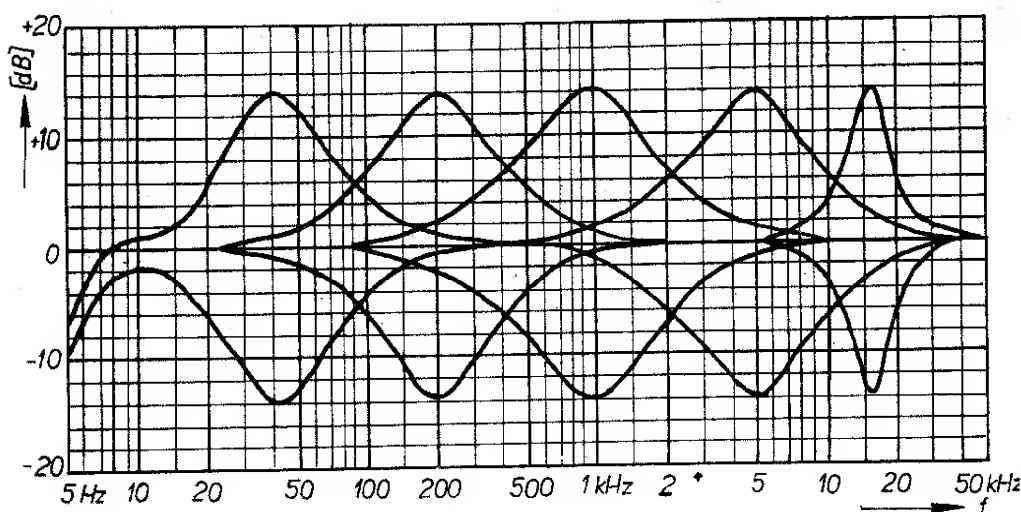
Obr. 22. Kontrola rezonančního kmitočtu cívek korektoru

běžec nepadal „do jámy“. Po propilování zkontrolujeme ohmmetrem, zda je dráha skutečně přerušena. Místo přerušení (drážku) vyplníme opatrně bezbarvým nitrolakem. Po zaschnutí oškrábneme žiletkou přebytečný lak na odporové vrstvě. Zaškrabáním se snažíme dosáhnout co nejrovnějšího povrchu, aby při protáčení potenciometru byl přechod přes propilovanou drážku co nejméně znát.

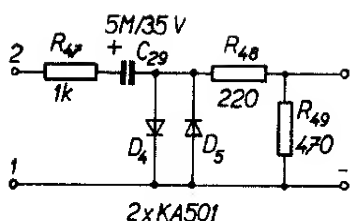
Cívky vineme jednu po druhé a je vhodné každou cívku po navinutí vyzkoušet. Průměr drátu je vhodné volit co největší. Vinutí je válcové, bez prokládání. Počty závitů na plochu okénka při daném průměru najdeme v mnoha publikacích, např. [7]. Je nutné, aby zejména u cívek pro 40 Hz a 200 Hz nebyl činný odpor navinuté cívky větší než  $R_s$ , protože bychom nedosáhli požadovaného zdvihu a potlačení. Je-li činný odpor cívky menší než  $R_s$ , není to na závadu. Po navinutí každé cívky je třeba k ní připojit příslušný kondenzátor a zkontrolovat rezonanční kmitočet např. podle obr. 22 (při rezonančním kmitočtu je výchylka měřidla minimální). Nesouhlasí-li kmitočet s požadovaným, je

třeba obvod doladit např. změnou kapacity kondenzátoru, změnou počtu závitů cívky, popř. doladěním jádrem (pokud ho cívka má). Pozor! Cívka musí být v definitivním stavu, tj. obě poloviny jádra musí doléhat, musí být v armatuře nebo sešroubované, jinak výsledky neodpovídají skutečnosti.

Po nastavení všech rezonančních obvodů osadíme desku s plošnými spoji součástkami a po kontrole připojíme na vstup tónový generátor, na výstup nf milivoltmetr a připojíme napájecí napětí 40 V. Potenciometr  $P_3$  nastavíme na maximum,  $P_4$  až  $P_8$  nastavíme do střední polohy a kontrolujeme napěťové zesílení (má být asi 0,95). Dále zkontrolujeme kmitočtovou charakteristiku, která by měla být přímková v celém rozsahu akustických kmitočtů (20 až 20 000 Hz). Dále nastavíme na generátoru 60 mV (vstupní napětí korekčního zesilovače) a potenciometry všech korekcí postupně otočíme do pravé krajní polohy (maximální zdůraznění), přičemž proměnným sériovým odporem  $P_{13}$  až  $P_{17}$  nastavíme na kmitočtu korekce zdvih 14 dB, tj. výstupní napětí korekčního zesilovače 300 mV. Po nastavení všech obvodů zkontrolujeme při otočení potenciometrů do levé krajní polohy (maximální potlačení) pokles na kmitočtu korekce (min. 14 dB, tj. výstupní napětí max. 12 mV). Potlačení bývá obvykle o 1 až 3 dB větší než zdůraznění, což není na závadu. Výsledné kmitočtové charakteristiky zesilovače jsou na obr. 23.



Obr. 23. Výsledné kmitočtové charakteristiky zesilovače



Obr. 24. Zapojení omezovače amplitudy

Pro lepší stálost a odolnost proti vlhkosti je vhodné jednotlivé cívky před montáží do plošného spoje impregnovat. Pro amatérské účely v takovém případě velmi dobře vyhoví včelí vosk; parafín, z něhož se dělají svíčky, je méně vhodný. Včelí vosk je možno koupit v kterékoli včelařské prodejně (jako mezikistěny do rámků).

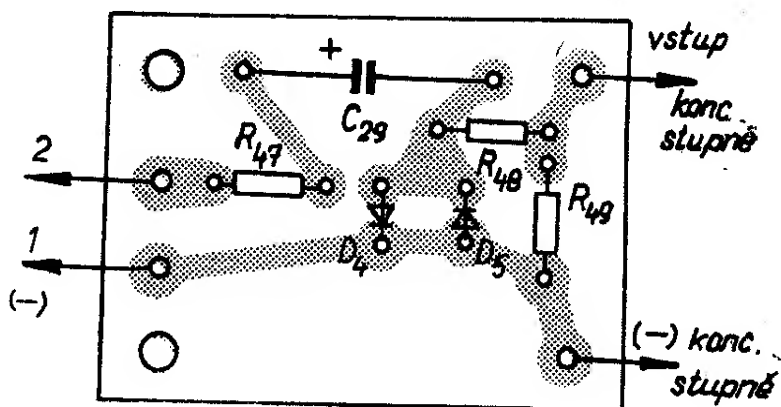
### Omezovač amplitudy

Tento obvod, jehož schéma a deska s plošnými spoji jsou na obr. 24 a 25, byl do zesilovače přidán až na základě zkušeností z provozu. V napájecím zdroji výkonového zesilovače je vestavěna tyristorová elektronická pojistka velmi dobrých vlastností, spolehlivě vypínající zesilovač již při milisekundových špičkách modulace. Potíží je však v tom, na jaký vypínací proud a tedy na jaký špičkový výstupní výkon (není míněn tzv. peak power, ale maximum efektivní hodnoty) je třeba pojistku nastavit. Nastavíme-li např. pojistku, aby vypínala při výkonu 200 W, zjistili jsme s údivem, že střední výkon je 6 až 10 W a při zvětšení hlasitosti pojistka vypíná. To by ještě nebylo nic divného, zajímavější bylo,

že při srovnávacím provozu zesilovače 100 W a stereofonního zesilovače  $2 \times 6$  W byla hlasitost obou zesilovačů na stejných reproduktorových soustavách subjektivně stejná (při nastavení hlasitosti zesilovače 100 W těsně pod mez vypínání pojistky). Při tom reprodukce ze zesilovače  $2 \times 6$  W byla naprosto bezvadná, bez slyšitelného omezování modulačních špiček, ačkoli je zhola nemožné, aby zesilovač  $2 \times 6$  W dával ve špičce 150 W výstupního výkonu. Když člověk pracuje dlouhá léta v určitém oboru, v našem případě v nízkofrekvenční technice, tak už ho málo co překvapí. Toto zjištění tak značné nedokonalosti ucha však překvapující zajisté je a proto jsme je ihned využili. Mezi korekční zesilovač a koncový stupeň jsme zařadili zcela obvyklý omezovač amplitudy s diodami. Tímto zhoršením vlastností zesilovače (které však není uchem poznatelné) se dal střední výkon zesilovače zvětšit dokonce až na 80 W, což je již hlasitost, při níž ve větším sále padá ze zdi omítka. Znovu upozorňujeme, že se jedná o střední hlasitost reprodukce – dá se tedy říci, že pomocí tohoto „figlu“ lze použít zesilovač 100 W i tam, kde se běžně používá zesilovač 300 až 400 W.

Samotná destička s omezovačem je velmi jednoduchá a je umístěna těsně u desky koncového stupně. Aby se však nezhoršilo zkreslení koncového stupně (zvětšil se totiž odpor zdroje signálu, neboť omezovač potřebuje k činnosti sériový odpor, v našem případě  $R_{47} = 1 \text{ k}\Omega$ ), je nutno na výstup omezovače zařadit ještě napěťový dělič, složený z odporů  $R_{48}$  a  $R_{49}$ . Tím se zmenší výstupní napětí

Obr. 25. Deska s plošnými spoji omezovače amplitudy z obr. 24 (1:1)



předzesilovače a je proto nutné při celkovém seřízení zvětšit trimrem  $P_{12}$  zesílení směšovacího zesilovače tak, aby na vstupních svorkách výkonového zesilovače bylo opět 300 mV. Tím se sice poněkud zhorší odstup signálu od šumu, ale míra zhoršení je ještě únosná.

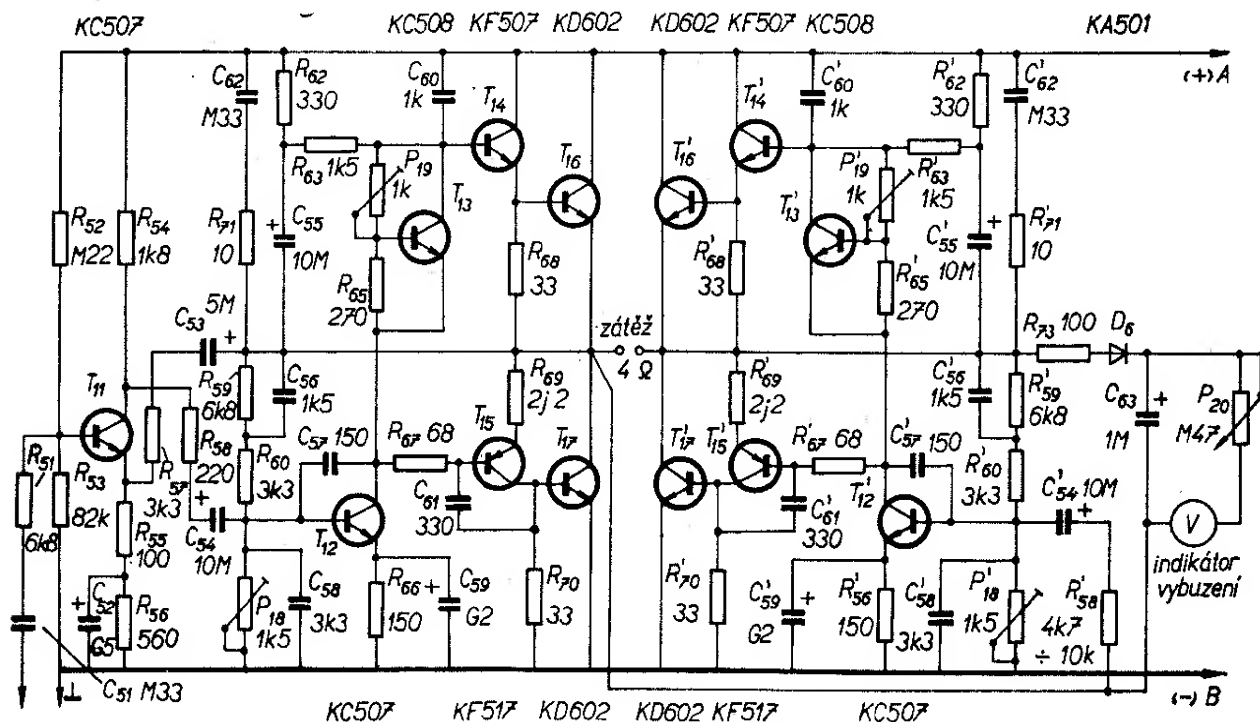
### Výkonový zesilovač

Prvním stupněm výkonového zesilovače (obr. 26) je předzesilovací stupeň. Jeho úkolem je mimo jiné zajistit dostatečnou citlivost výkonové části vzhledem k výstupnímu napětí předzesilovače. Pro vybuzení koncového stupně na plný výstupní výkon musí stačit na vstupu výkonového zesilovače signál o úrovni asi 300 mV.

Vzhledem k tomu, že zátěž předzesilovacího stupně tvoří poměrně velmi malý vstupní odpor koncového zesilovače, je možno pohlížet na tento stupeň jako na zesilovač proudu. Pro osazení byl zvolen běžný křemíkový nízkofrekvenční tranzistor  $T_{11}$  (KC507) v zapojení se společným emitorem.

Křemíkové tranzistory kladou oproti germaniovým tranzistorům z hlediska teplotní stabilizace pracovního bodu na stabilizační obvod poněkud odlišné nároky. Jak známo, teplota ovlivňuje z parametrů tranzistoru především zbytkový proud  $I_{CE0}$ , popř.  $I_{CB0}$  a tak zvané čelní napětí báze-emitor pro konstantní proud kolektoru.

Zatímco u germaniových tranzistorů převažuje vliv změn zbytkového proudu s teplotou, u křemíkových tranzistorů naproti tomu lze jeho vliv většinou zanedbat proti vlivu změn čelního napětí. Je možno dokonce dokázat, že jednoduché nastavení pracovního bodu předřadným odporem do báze křemíkového tranzistoru je z hlediska teplotní stability pracovního bodu výhodnější, než běžně používané můstkové zapojení stabilizačních odporů. Pro reprodukovatelnost parametrů zapojení je však nutno počítat s velkým rozptylem proudových zesilovacích činitelů  $h_{21E}$ , jehož kompenzace vyžaduje dostatečně tvrdý dělič v obvodu báze tranzistoru. Z těchto hledisek byl řešen stabilizační obvod předzesilovacího stupně tak, aby zajistil správnou funkci



Obr. 26. Zapojení výkonového zesilovače

(emitorový odpor  $T'_{13}$  má být správně  $R'_{65}$ )

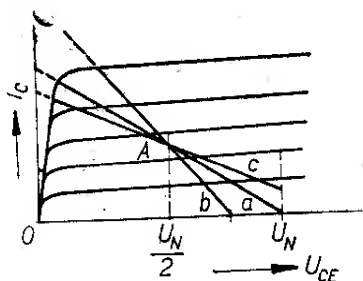
stupně v širokém rozsahu pracovních teplot.

K získání dostatečně velkého vstupního odporu a pro zmenšení nelineárního zkreslení je zavedena do emitoru tranzistoru předzesilovacího stupně záporná zpětná vazba z výstupu koncového stupně. Pro dosažení minimálního zkreslení v tomto stupni je výhodné použít proudové buzení, tj. buzení ze zdroje signálu s velkým vnitřním odporem. Z toho důvodu je předzesilovacímu stupni předřazen odpor  $R_{51}$ .

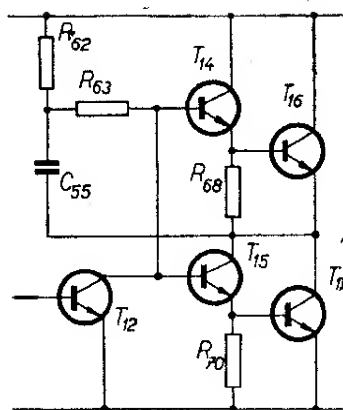
Tranzistor  $T_{12}$  tvoří zesilovací stupeň v zapojení se společným emitorem ve třídě A. Jeho úkolem je zesílit zpracovávaný signál na dostatečnou napětovou úroveň. Napětové zesílení budicího i koncového stupně je o něco menší než jedna, takže na výstupu zesilovacího stupně musí být amplituda signálu o málo větší než jedna polovina potřebné amplitudy napětí na zátěži.

Na obr. 27 je pole výstupních charakteristik zesilovacího stupně se zatěžovacími přímkami. Klidový pracovní bod  $A$  bude pro symetrické omezení amplitudy výstupního napětí přibližně na úrovni poloviny napájecího napětí  $U_N$ . Příмка  $a$  představuje statickou zatěžovací příмку stupně a její sklon je určen kolektorovým odporem (odpory  $R_{62}$  a  $R_{63}$  v sérii).

Při vybuzení zesilovače střídavým signálem se uplatní i vliv vstupního odporu budicího stupně (paralelně ke kolektorovému odporu) – v jedné půlperiodě signálu vstupní odpor horní větve, ve druhé vstupní odpor dolní větve. Výsledný pracovní odpor bude tedy vždy menší, než jeho statická hodnota. Dynamická zatěžovací příмка pak opět prochází bo-



Obr. 27. Výstupní charakteristiky zesilovacího stupně se zatěžovacími přímkami



Obr. 28. Zjednodušené zapojení „bootstrap“

dem  $A$  a je znázorněna na obr. 27 přímkou  $b$ .

Odtud je jasné, že vybuzení zesilovacího stupně podle zatěžovací přímkou  $b$  vede k omezení amplitudy výstupního napětí. K dosažení co největšího rozkmitu výstupního napětí je tedy třeba, aby dynamický zatěžovací odpor stupně byl větší (nebo alespoň stejně velký) jako jeho statický zatěžovací odpor. Pak bude výstupní signál probíhat např. podle zatěžovací přímkou  $c$  v obr. 27. Tomuto účelu slouží běžně používané zapojení, zvané bootstrap, znázorněné ve zjednodušeném schématu na obr. 28. Kolektorový zatěžovací odpor zesilovacího stupně, tvořený odpory  $R_{62}$  a  $R_{63}$ , je tak rozdělen na dvě části, mezi něž je přiveden přes kondenzátor  $C_{55}$  výstupní signál zesilovače. Amplituda výstupního napětí se tak superponuje k napájecímu napětí zesilovacího stupně, čímž se dosahuje potřebného zvětšení dynamického pracovního odporu.

Klidový pracovní bod tranzistoru  $T_{12}$  stabilizuje emitorový odpor  $R_{66}$ . Protože je pracovní bod stabilizován i stejnosměrnou zápornou zpětnou vazbou ( $R_{59}$ ,  $R_{60}$  a  $P_{18}$ ), můžeme zvolit emitorový odpor poměrně malý, aby vzniklý úbytek napětí příliš neomezoval dosažitelnou amplitudu výstupního napětí. Pro zamezení vzniku proudové záporné zpětné vazby na tomto odporu použijeme paralelní kondenzátor  $C_{59}$  (obr. 26).

Prvním stupněm koncového zesilovače je zesilovací stupeň. V rámci celkové koncepce výkonového zesilovače (obr. 4) je jeho úlohou navázat vstup koncového

zesilovače buď na výstup předzesilovacího stupně, nebo na výstup druhého koncového zesilovače.

V případě zapojení zesilovacího stupně na výstup koncového zesilovače je zřejmé, že vzhledem k velkému rozdílu napětí signálu bude nutno použít předřadný odpor  $R'_{58}$ .

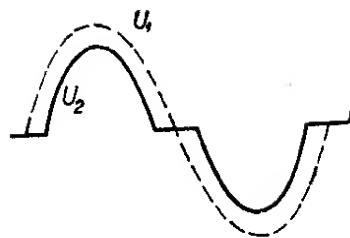
V druhém případě upravuje odpor  $R_{58}$  velikost vnitřního odporu pomyslného zdroje signálu pro zesilovací stupeň na optimum z hlediska nelineárního zkreslení. Obvod  $R_{59}$ ,  $R_{60}$  a  $P_{18}$  tvoří dělič pro stejnosměrné napájení báze tranzistoru  $T_{12}$ , čímž se zároveň zajišťuje stabilizace potenciálu středového bodu (výstupu) koncového zesilovače. Tato stabilizace je nutná pro zajištění nezkresleného zesílení signálu až do maximálních amplitud napětí a pro zamezení průtoku stejnosměrného proudu zátěží. Obvod tvoří současně smyčku záporné zpětné vazby pro střídavý proud. Zavedení silné záporné zpětné vazby je nevyhnutelné pro zmenšení nelineárního zkreslení. Použití zapojení zpětné vazby zmenšuje i výstupní odpor koncového zesilovače a tím zvětšuje tzv. činitel tlumení, což je výhodné pro akustické vlastnosti připojených reproduktorů.

$P_{18}$  slouží k přesnému nastavení potenciálu středového bodu koncového zesilovače. Kondenzátor  $C_{56}$  omezuje vhodně úroveň signálů vysokých kmitočtů (zlepší se stabilita zesilovače).

Budicí stupně, osazené komplementárními dvojicemi tranzistorů  $T_{14}$  a  $T_{15}$ , ( $T'_{14}$  a  $T'_{15}$ ) upravují signál pro optimální buzení vlastního koncového stupně. Vzhledem k zapojení se skládají z horní a spodní větve, které jsou střídavě ve funkci.

Tranzistor  $T_{14}$  ( $T'_{14}$ ) v horní větvi je n-p-n a pracuje jako emitorový sledovač přibližně ve třídě B, zatímco tranzistor  $T_{15}$  ( $T'_{15}$ ) (p-n-p) ve spodní větvi je v zapojení se společným emitorem. Tím vznikají rozdíly v průběhu vstupních a přenosových charakteristik obou větví. Tato skutečnost je hlavní nevýhodou kvazikomplementárního zapojení koncového zesilovače.

Pro nezkreslené zesílení signálu je nutné, aby vstupní obvody obou větví představovaly pro zesilovací stupeň



Obr. 29. Charakteristický průběh výstupního napětí a přechodového zkreslení koncového zesilovače

s tranzistorem  $T_{13}$  ( $T'_{12}$ ) (pracujícím ve třídě A) přibližně stejný zatěžovací odpor. Nesymetrie se kompenzuje obvykle různými kombinacemi odporů a diod v emitorovém či vstupním obvodu budicího tranzistoru, pracujícího v zapojení se společným emitorem. V našem případě je použita kompenzace odpory  $R_{67}$  a  $R_{69}$ . Oba odpory linearizují vstupní charakteristiku a zvětšují celkový vstupní odpor budicího stupně spodní větve.

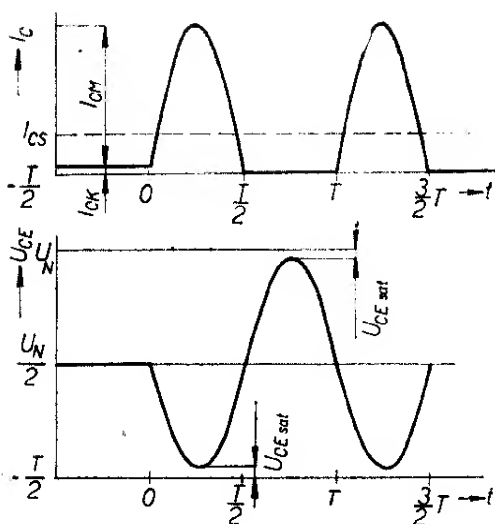
Kondenzátory  $C_{60}$  a  $C_{61}$  upravují fázovou charakteristiku zesilovače na vysokých kmitočtech a zabráňují tak případné nestabilitě.

Pro dosažení dobré energetické účinnosti zesilovače pracují koncové tranzistory ve třídě B. Nevýhodou této pracovní třídy je vznik tzv. přechodového zkreslení, uplatňujícího se především při malých amplitudách výstupního signálu.\*)

Přechodové zkreslení lze značně zmenšit vhodným buzením (vhodný vnitřní odpor budicího zdroje), zavedením záporné zpětné vazby a zcela odstranit vytvořením vhodného předpětí, tedy klidovým proudem. Charakteristický průběh výstupního napětí a přechodového zkreslení je na obr. 29.

Poněvadž koncový stupeň je klíčovou částí výkonového zesilovače, všimneme si jeho funkce a návrhu podrobněji. Na obr. 30 jsou znázorněny průběhy kolektorového proudu a napětí na jednom z tranzistorů koncového stupně.

\*) Je způsobeno tím, že tranzistor začíná vést proud až po dosažení určité minimální hodnoty napětí mezi bází a emitorem. U výkonových křemíkových tranzistorů je hodnota tohoto prahového napětí přibližně 0,7 V.



Obr. 30. Průběhy kolektorového proudu a napětí na jednom z tranzistorů koncového stupně výkonového zesilovače

V obrázku je  $I_{CM}$  maximální amplituda střídavé složky kolektorového proudu,  $I_{CK}$  nastavený klidový proud kolektoru (třída AB),  $I_{CS}$  střední kolektorový proud,  $U_N$  napájecí napětí,  $U_{CE sat}$  zbytkové napětí kolektor-emitor.

Na vodorovné osy je vyneseno čas v násobcích period signálu. Časový úsek od průsečíku os, tj. od  $-T/2$  do počátku souřadnic 0, představuje poměry na tranzistoru v klidovém stavu, bez buzení. V tom případě protéká tranzistorem klidový proud  $I_{CK}$ , vhodně nastavený tranzistorem  $T_{13}$  tak, aby nevznikalo přechodové zkreslení. Stejně proudy ostatních tranzistorů v můstkovém zapojení pak zajišťují, že je na každém tranzistoru polovina napájecího napětí (zátěží neprotéká žádný proud).

Přivedeme-li budicí signál vhodné fáze, poteče tranzistorem proud, který má kromě střídavé složky též složku stejnosměrnou. Průběh tohoto proudu, který má tvar jednotlivých pulsů, zachycuje diagram v čase od počátku souřadnic.

Otevírá-li se tranzistor přivedeným budícím signálem, zvětšuje se jeho kolektorový proud při současném zmenšení napětí kolektor-emitor. Při největším okamžitém kolektorovém proudu  $I_{CM}$  je mezi kolektorem a emitorem jen zbytkové napětí  $U_{CE sat}$ . Jeho velikost se zmenšuje

se zvětšujícím se kolektorovým proudem až do určité konečné velikosti, tzv. saturačního napětí tranzistoru. Saturační napětí, charakterizující tranzistor ve stavu nasycení, omezuje teoreticky dosažitelný rozkmit výstupního napětí; bývá u výkonových tranzistorů při proudech do 10 A asi 1 V.

V jedné půlperiodě signálu vedou podle obr. 3 tranzistory  $T_1$  a  $T_4$ . V následující půlperiodě se tyto tranzistory budícím signálem uzavrou, kolektorový proud se zmenší na velikost zbytkového proudu, který je menší než původní klidový proud. Současně bude napětí mezi kolektorem a emitorem téměř shodné s napájecím napětím  $U_N$ . Tuto fázi zachycují diagramy na obr. 30 v časovém úseku od  $\frac{T}{2}$  do  $T$ .

Z časového průběhu okamžitých napětí  $U_{CE}$  je možno odvodit, že největší napětí mezi kolektorem a emitorem jednoho tranzistoru je

$$U_{CE max} = U_N - U_{CE sat}$$

a toto napětí musí tranzistor bezpečně snést při nejvyšší teplotě okolí.

Největší proud kolektoru je možno zjistit ze vzorce

$$I_{CM} = \frac{U_N - 2U_{CE sat}}{R_L}$$

Analýzou daného průběhu kolektorového proudu zjistíme jeho střední velikost

$$I_{CS} = \frac{I_{CK}}{2} + \frac{I_C}{\pi},$$

kde  $I_C$  je amplituda kolektorového proudu.

Každým tranzistorem koncového stupně tedy teče proud pulsního charakteru, který můžeme rozložit na stejnosměrnou složku  $I_{CS}$ , střídavou složku základní harmonické s amplitudou  $I_C$  o kmitočtu shodném s kmitočtem budicího signálu a další složky vyšších harmonických. Přesto lze dokázat, že zátěží teče v ideálním případě pouze střídavý proud základní harmonické složky, zatímco stejno-

směrná složka i vyšší harmonické složky proudů mají během jedné periody signálu opačné znaménko, příp. opačnou fázi, takže se na zátěži neuplatní.

Pro další výklad bude vhodné zavést pojem činitele buzení  $m = \frac{I_C}{I_{CM}}$ , který nám udává, do jaké míry využíváme v daném případě největší dosažitelný kolektorový proud tranzistoru a tím i výstupní výkon.

Výkon odevzdávaný jedním tranzistorem v můstkovém zapojení do společné zátěže bude

$$\frac{P_L}{4} = m^2 \frac{(U_N - 2U_{CE\text{ sat}})^2}{8R_L}.$$

Napájecí zdroj dodává každému tranzistoru koncového stupně příkon

$$\frac{P_N}{4} = \frac{U_N I_{CK}}{4} + \frac{m U_N}{2\pi} \cdot \left( \frac{U_N - 2U_{CE\text{ sat}}}{R_L} - I_{CK} \right).$$

Kolektorová ztráta vznikající na jednom tranzistoru je vlastně dodaný příkon, zmenšený o odevzdaný výstupní výkon, tedy

$$P_C = \frac{P_N}{4} - \frac{P_L}{4} = \frac{U_N I_{CK}}{4} + \frac{m U_N}{2\pi} \left( \frac{U_N - 2U_{CE\text{ sat}}}{R_L} - I_{CK} \right) - m^2 \left( \frac{U_N - 2U_{CE\text{ sat}}}{8R_L} \right)^2.$$

Při pečlivějším porovnání vztahů pro výpočet dodávaného příkonu  $\frac{P_N}{4}$  a výkonu  $\frac{P_L}{4}$  zjistíme, že zatímco příkon roste s činitelem buzení prakticky přímo úměrně, zvětšuje se odevzdávaný výkon se čtvercem buzení. Z tohoto závěru vyplývá, že největší kolektorové ztráty se nedosáhne při největším výkonu na zátěži. Z udaného vztahu pro kolektorovou ztrátu můžeme odvodit tzv. kritický činitel buzení  $m_K$ , při němž se na kolektorovém přechodu tranzistoru vyvíjí největší množství tepla.

Kritický činitel buzení je zaokrouhleně

$$m_K = \frac{2}{\pi}.$$

Tranzistor je tedy nejvíce tepelně zatížen nikoli při největším možném výstupním výkonu, ale při amplitudě výstupního napětí přibližně rovné 2/3 nejvyšší dosažitelné hodnoty.

Přesný výraz pro kolektorovou ztrátu jednoho tranzistoru při kritickém buzení pak je

$$P_{C\text{ max}} = \frac{U_N I_{CK}}{4} + \frac{U_N^2}{2\pi^2 R_L} + \frac{U_N^2 I_{CK}}{\pi^2 (U_N - 2U_{CE\text{ sat}})} \cdot \left( \frac{I_{CK} R_L}{2(U_N - 2U_{CE\text{ sat}})} - 1 \right).$$

Stejně jako u budicího stupně pracují i tranzistory koncového stupně v jednotlivých větvích v různém zapojení.

Odpory  $R_{88}$  a  $R_{70}$  linearizují vstupní charakteristiky jednotlivých koncových tranzistorů a kromě toho zajišťují dostatečně malý odpor mezi bází a emitorem, což má význam z hlediska závěrného napětí  $U_{CE\text{ max}}$ .

Na výstupu zesilovače je zařazen běžný obvod RC, tzv. Boucherotův člen, složený z odporu  $R_{71}$  a kondenzátoru  $C_{62}$ . Jeho úkolem je zabránit vf oscilacím na kmitočtech nad 100 kHz.

Vzhledem k předpokládanému provozu zesilovače při širokém rozsahu okolní teploty je třeba věnovat značnou pozornost také zajištění dostatečné teplotní stability všech obvodů. Změna teploty přechodů tranzistoru vyvolává řadu změn jeho parametrů, čímž dochází k posuvu nastaveného pracovního bodu. To způsobí, že se mění přípustný rozkmit zesilovaného signálu u výkonových stupňů a u stupňů zpracovávajících malé amplitudy signálu dochází ke změně diferenciálních parametrů tranzistoru (mění se např. činitel proudového zesílení).

Snažíme se proto udržet výstupní obvodové veličiny tranzistoru v klidovém

pracovním bodu pokud možno stále i při změně teploty.

V praxi se nejčastěji vyskytují dva druhy stabilizačních obvodů:

1. Stabilizační obvody se zápornou stejnosměrnou zpětnou vazbou.
2. Stabilizační obvody s odporovými dvojpóly, řízenými teplotou.

V prvním případě je vnější obvod tranzistoru uspořádán tak, aby výstupní obvodové veličiny tranzistoru ovlivňovaly veličiny vstupní, tj. aby kolektorový proud (případně napětí) ovlivňoval proud či předpětí báze.

V druhém případě se velmi často používá součástí s charakterem řízeného lineárního odporu, zejména termistorů.

Tyto dvojpóly jsou zapojeny tak, aby změna teploty vyvolávala přímo změnu vstupních veličin tranzistoru, jejichž změna kompenzuje teplotní změnu výstupních veličin. Tento způsob stabilizace dovoluje na rozdíl od obvodů se zpětnou vazbou dosáhnout dokonalé stabilizace klidového pracovního bodu při jedné nebo několika teplotách.

Tento druh stabilizačních obvodů je vhodný zejména pro tranzistorové obvody, pracující s pomalými změnami stejnosměrných signálů a pro výkonové stupně, u nichž by použití účinných zpětnovazebních stabilizačních obvodů vyvolalo zhoršení účinnosti stupně. Za příklad zde může posloužit často používané zavedení proudové záporné zpětné vazby v koncovém stupni dvoučinného zesilovače pomocí emitorových stabilizačních odporů. Tyto odpory jsou velmi malé, podle výkonu zesilovače od desetin do několika ohmů. Odpory pomáhají lineariзовать vstupní charakteristiky tranzistorů a zlepšovat jejich teplotní stabilitu; na druhé straně však vzniklý úbytek napětí jde na úkor dosažitelného výstupního výkonu.

V našem případě je ke stabilizaci pracovního bodu tranzistoru  $T_{12}$ , pracujícího ve třídě A, použita velmi silná stejno-

směrná záporná zpětná vazba z výstupu zesilovače, doplněná stejnosměrnou zápornou vazbou, vznikající na emitorovém odporu  $R_{66}$ . Tento stabilizační obvod udržuje potenciál výstupu zesilovače na nastavené úrovni (přibližně polovina napájecího napětí).

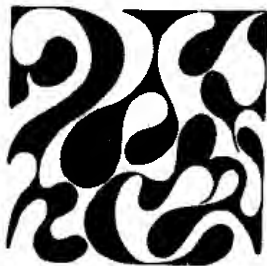
Je však ještě nutné stabilizovat klidové kolektorové proudy tranzistorů v budicím a koncovém stupni, pracujících ve třídě B s malým klidovým proudem.

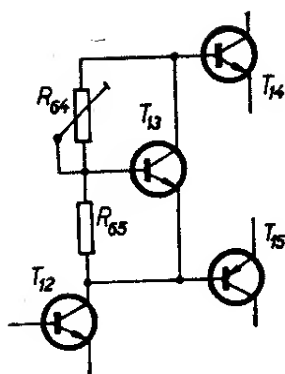
Vliv změny zbytkového proudu lze ve srovnání s účinkem teplotní změny tzv. čelního napětí (napětí báze-emitor při konstantním proudu kolektoru) tranzistoru u výkonových křemíkových tranzistorů zanedbat. Za tohoto předpokladu je hlavní příčinou změn pracovního bodu tranzistoru v závislosti na teplotě teplotní závislost napětí přechodu emitor-báze.

Pro ideální stabilizaci pracovního bodu je pak nutné měnit předpětí báze s teplotou tak, že průběh předpětí bude přesně kopírovat křivku teplotní závislosti optimálního předpětí pro daný pracovní bod. V praxi je pochopitelně nutné počítat s jistými odchylkami.

Budicí a koncový stupeň zesilovače je osazen v obou polovinách výkonového zesilovače čtyřmi křemíkovými tranzistory. Početní určení optimálního průběhu předpětí, v daném případě předpětí mezi bázemi budicích tranzistorů obou větví koncového zesilovače, by bylo značně složité a málo přesné; proto se ke zjištění potřebné závislosti měřil sestavený obvod v termostatu. Tímto způsobem bylo navíc možno zjistit kromě změny čelního napětí i vliv teploty na zbytkový proud tranzistorů, na zesilovací činitele apod. Tak byla získána závislost potřebného předpětí na teplotě, kterou je třeba aproximovat vhodným předpětovým obvodem.

Protože jsou na zesilovač kladeny značné nároky co do rozsahu teploty okolí, robustnosti a spolehlivosti, byl zvolen předpětový obvod s tranzistorem jako teplotně závislým prvkem. Na rozdíl od běžně používaných zapojení s termistory či diodami vyžaduje tento obvod vyšší náklady, na druhé straně však lze dosáhnout přesnějšího sledování optimálního průběhu předpětí (obr. 31).

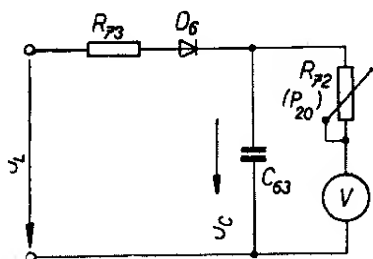




Obr. 31. Tranzistor jako teplotně závislý prvek – zapojení stabilizačního obvodu  
( $R_{64} = P_{19}$  v obr. 26)

Pro stabilizační obvod je použit křemíkový tranzistor KC508, umístěný ve zvláštním pouzdru tak, aby jeho teplota sledovala v co nejkratším čase každou změnu teploty výkonových tranzistorů. Zvýšením teploty okolí nebo vývinem tepla v důsledku zvětšení kolektorové ztráty se zvýší teplota tranzistorů v budicím a koncovém stupni; proto je třeba pro udržení nastavených klidových proudů výkonových tranzistorů zmenšit napětí mezi bázemi budicích tranzistorů na zjištěnou optimální velikost. Toto napětí se ovládá stabilizačním obvodem. Stabilizační tranzistor má pracovní bod nastaven děličem  $R_{64}$ ,  $R_{65}$ . Tím je nastaveno i jeho předpětí mezi bází a emitorem. Ohrátím se změně čelní napětí pro konstantní kolektorový proud a zmenší napětí mezi kolektorem a emitorem, tj. předpětí pro koncový zesilovač. Vhodným nastavením odporů děliče  $R_{64}$  a  $R_{65}$  je možno dosáhnout téměř optimální závislosti předpětí na teplotě. Přesně lze klidový proud výkonových tranzistorů nastavit na hranici přechodového zkreslení odporem  $R_{64}$  ( $P_{19}$ ).

Měření teplotní stability zesilovače pro-



Obr. 32. Zapojení indikátoru vybuzení

kázalo velmi dobré vlastnosti navrženého stabilizačního obvodu v celém rozsahu provozních teplot.

Zesilovač je vybaven i indikátorem vybuzení, jehož úkolem je poskytovat obsluze zesilovače optický údaj o průměrné úrovni amplitudy napětí výstupního signálu, případně výstupního výkonu. \*) V principu je indikátor vybuzení usměrňovač střídavého signálu zesilovače s připojeným voltmetrem. S ohledem na funkci elektronické pojistky použijeme jednocestný usměrňovač s kapacitní zátěží, jehož výstupní usměrňované napětí je v ideálním případě shodné s amplitudou střídavého napětí.

Pro připojení indikátoru k zesilovači zvolíme výstupní svorky koncového zesilovače, takže je možno zanedbat při návrhu vnitřní odpor zdroje signálu. Jako vlastní indikátor použijeme mikroampérmetr MP 40, 100  $\mu A$ .

Schéma zapojení indikátoru vybuzení je na obr. 32.

V ideálním případě, kdy vnitřní odpor voltmetru by vůbec nezatěžoval usměrňovač, by stejnosměrné napětí na kondenzátoru bylo

$$U_C = 2U_L = 2\sqrt{2}U_L \text{ ef.}$$

Pak je nutné dimenzovat usměrňovací diodu na přípustné napětí v závěrném směru

$$U_{KA} = |-2U_L - U_C| = 2(2U_L).$$

Po dosazení maximálního výstupního napětí zesilovače pro výstupní výkon 100 W

$$U_{KAmax} = 2 \cdot 28,2 = 56,4 \text{ V.}$$

Jako diodu volíme typ KA501 výběr. Je to křemíková plošná dioda s mezním

\*) V případě použití tzv. nevratné elektronické pojistky k ochraně drahých výkonových tranzistorů je její správná funkce důležitá pro bezporuchový nepřetržitý chod zesilovače. Nevratná elektronická pojistka, obvykle využívající tyristoru, odpojí, případně omezí při překročení nastavené velikosti odebíraného proudu napájecí napětí na bezpečnou velikost. Po odstranění příčiny poruchového stavu je však třeba pro opětné uvedení zesilovače do provozu zásahu obsluhy, což nemusí být ve všech případech vítané.

závěrným napětím 115 V. Pro možný nejnepríznivější stav (nenabitý kondenzátor, maximální amplituda) předřadíme diodě ochranný odpor  $R_{73} = 100 \Omega$ .

Dosavadní výpočet byl založen na předpokladu, že voltmetr tvořený mikroampérmetrem s předřadným odporem  $R_{72}$  vůbec nezatežuje usměrňovací obvod. Ve skutečnosti tomu tak nebude, takže v průběhu měřeného signálu, kdy dioda bude uzavřena, bude se kondenzátor  $C_{63}$  vybíjet přes obvod voltmetru. Napětí  $u_C$  se bude zmenšovat podle vybíjecí exponenciály s časovou konstantou  $\tau_v = R_v C_{63}$  (zanedbáváme vnitřní odpor diody v nepropustném směru);  $R_v$  je vnitřní odpor měřidla + odpor  $P_{20}$ .

V okamžiku, kdy velikost měnicího se napětí  $u_L$  překročí úroveň okamžitého napětí na kondenzátoru  $u_C$ , dioda se otevře a kondenzátor se přes ni nabije až na špičkové napětí  $U_C = U_L$ . Toto střídavé nabíjení a vybíjení kondenzátoru  $C_{63}$  se periodicky opakuje a na kondenzátoru dostaneme zvltné napětí  $u_C$  se stejnosměrnou složkou, která je menší než  $U_L$ . Vhodnou volbou vybíjecí časové konstanty můžeme dosáhnout toho, že se napětí na kondenzátoru  $C_{63}$  zmenší během doby mezi dvěma dobíjecími proudovými impulsy jen zanedbatelně málo.

Je vhodné, vzhledem k možným rozptylům parametrů součástek obvodu, volit předřadný odpor mikroampérmetru proměnný ( $P_{20}$ ).

### Síťový zdroj

Při provozu tranzistorového zesilovače s koncovým stupněm ve třídě B závisí proud odebíraný z napájecího zdroje na stupni buzení, tj. na činiteli buzení. Při buzení sinusovým signálem se u nestabilizovaného síťového zdroje zmenšuje napájecí napětí více než při zpracovávání hudby nebo řeči. Odebíraný proud je totiž v tom případě jen třetinou až čtvrtinou proudu při plném vybuzení zesilovače sinusovým signálem.

Hudba i řeč má svou dynamiku a fortissima trvají jen relativně krátkou dobu. Tyto poznatky vedly k zavedení pojmu „hudební výkon“, jenž vystihuje vlast-

nosti zesilovače ve skutečných provozních podmínkách.

Hudební výkon je možno definovat (např. podle amerických měřicích předpisů) jako největší výkon zesilovače při sinusovém budicím signálu, předepsaném činiteli zkreslení a ostatních zkušebních podmínkách s jedinou výjimkou: měřit se musí bezprostředně po připojení budicího signálu a během tak krátké doby, po níž se napájecí stejnosměrné napětí nezmění (vzhledem ke stavu bez buzení).

Takto definovaný hudební výkon je až o 40 % větší než maximální sinusový výkon. Při zmenšování vnitřního odporu zdroje se uvedený rozdíl zmenšuje — při dokonale stabilizovaném napájecím napětí je pak hudební a sinusový výkon zcela identický.

Z ekonomických důvodů by bylo výhodnější použít nestabilizovaný napájecí zdroj. V našem případě (náročné požadavky na spolehlivost a dobu života zařízení) bude lépe použít stabilizovaný zdroj. Jeho výhodou je i možnost snadno konstruovat elektronickou pojistku.

Požadavky na zdroj zesilovače je možno formulovat takto:

1. Zdroj musí dodávat při dostatečném napájecím napětí takový proud, aby na zátěži  $4 \Omega$  vznikl výstupní výkon 100 W. Tohoto výkonu se dosáhne jen ve špičkách signálu (s tím se bude počítat při návrhu chlazení regulačních tranzistorů). 2. Regulace napájecího napětí musí pracovat tak, aby předepsané parametry zesilovače byly zaručeny v rozsahu normou povoleného kolísání síťového napětí, tj.  $220 V \pm 10 \%$ . Provozní schopnost bez znatelného zhoršení parametrů bude pochopitelně zajištěna v mnohem širším rozsahu kolísání síťového napětí.

Aby na zátěži  $4 \Omega$  vznikl výkon 100 W, je třeba, aby jí protékal efektivní střídavý proud

$$I_L = \sqrt{\frac{P}{R_L}} = \sqrt{\frac{100}{4}} = 5 \text{ A.}$$

Jeho vrcholová hodnota je

$$I_{Lm} = \sqrt{2} I_L = \sqrt{2} \cdot 5 \approx 7 \text{ A.}$$

Na zátěži pak bude střídavé efektivní napětí

$$U_L = \sqrt{PR_L} = \sqrt{100 \cdot 4} = 20 \text{ V.}$$

Vrcholové napětí

$$U_{Lm} = \sqrt{2} U_{L \text{ ef}} = \sqrt{2} \cdot 20 \doteq 28,2 \text{ V.}$$

Vrcholové napětí bude na zátěži tehdy, budou-li buď tranzistory  $T_1$  a  $T_4$  nebo  $T_2$  a  $T_3$  (obr. 3) budícím signálem zcela otevřeny. V tom případě bude pak mezi jejich kolektory a emitery jen malé saturační napětí  $U_{CE \text{ sat.}}$ . Z toho je možno odvodit velikost potřebného napájecího napětí  $U_N$  – to bude rovno vrcholové hodnotě maximálního dosažitelného výstupního napětí  $U_{Lm}$ , zvětšené o úbytky na obou vodivých tranzistorech

$$U_N = U_{Lm} + 2U_{CE \text{ sat.}}$$

Saturační napětí výkonových křemíkových tranzistorů bývá při kolektorových proudech asi 5 A průměrně 1 až 3 V. Minimální potřebné napětí napájecího zdroje bude tedy

$$U_N = 28,2 + 2 \cdot 2 = 32,2 \text{ V.}$$

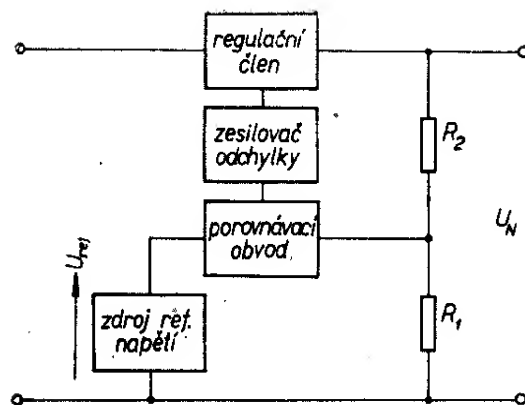
Uvážíme-li, že jak koncový, tak i budící stupeň zesilovače pracují v zapojení emitorového sledovače nebo v zapojení se společným emitorem s malým zatěžovacím odporem, tedy s napětovým přenosem menším než 1, musí zesilovací stupeň (obr. 4) dodat na vstup budícího stupně signál s větší amplitudou napětí než  $U_{Lm}$ .

K dosažení větší nezkreslené amplitudy napětí vyžaduje tento stupeň také větší napájecí napětí.

Navíc je nutno počítat s určitým úbytkem napětí na stabilizačním emitorovém odporu zesilovacího stupně a dále s kompenzačním poklesu stejnosměrného proudového zesilovacího činitele v oblasti saturace při velkých kolektorových proudech. Z těchto důvodů volíme napájecí napětí  $U_N = 35 \text{ V}$ .

Na základě těchto základních údajů stabilizovaného zdroje můžeme přikročit k návrhu jeho zapojení.

Pro náš účel bude nejvhodnější sériový stabilizátor se smyčkou zpětné vazby,



Obr. 33. Základní zapojení napájecího stabilizovaného zdroje

u něhož je regulační člen zapojen do série se zátěží. Má dobrou jak účinnost, tak činitel stabilizace.

Blokové schéma stabilizátoru je na obr. 33. Výstupní napětí  $U_N$  se zmenší děličem  $R_1, R_2$  na úroveň napětí referenčního zdroje. Srovnáním s referenčním napětím  $U_{ref}$  v porovnávacím obvodu vznikne rozdílové napětí, které je zesíleno zesilovačem odchylky a podle velikosti rozdílového signálu se zvětšuje nebo zmenšuje impedance regulačního členu. Změny vstupního napětí se pak projeví jako změny úbytku napětí na regulačním členu a výstupní napětí je tak udržováno v jistých mezích na stejné úrovni.

Zdroj referenčního napětí vytvářejí obvykle v tranzistorizovaných stabilizátorech napětí křemíkové Zenerovy diody. Při výběru vhodné diody je třeba brát ohled na vliv teploty na její vlastnosti, především na změnu Zenerova napětí.

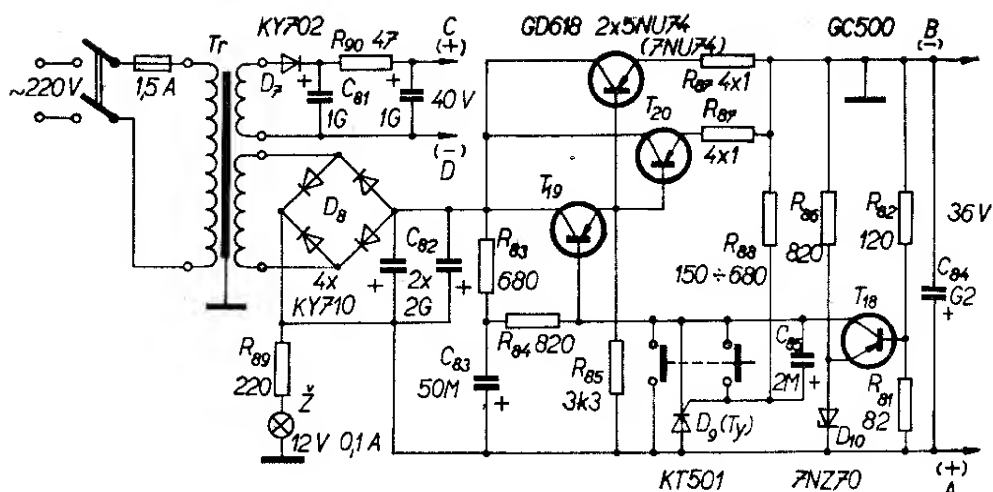
Úkolem porovnávacího obvodu je dodat na výstupu diferenční napětí, úměrné rozdílu porovnávaného napětí a referenčního napětí.

Zesilovač odchylky zesiluje signál z porovnávacího obvodu na velikost, dostatečnou k řízení regulačního členu.

Regulační člen je řízen výstupním napětím zesilovače odchylky tak, že udržuje výstupní napětí stabilizátoru v předepsaných mezích.

Celkové zapojení stabilizátoru včetně usměrňovací části je na obr. 34.

Rozborem poměrů na regulačním tranzistoru z hlediska požadavků kladených na stabilizátor bylo zjištěno, že je nutno



Obr. 34. Celkové zapojení stabilizátoru s usměrňovačem

dimenzovat tuto část stabilizátoru na rozptylovaný ztrátový příkon až 25 W. Na tento stálý ztrátový příkon (při běžném způsobu chlazení) nevyhoví žádný z dostupných tuzemských tranzistorů. Existují dvě možnosti řešení. Buď dovolíme kolísání stabilizovaného napětí  $U_N$  tak velké, abychom udrželi ztrátový příkon na regulačním tranzistoru v dovolených mezích, nebo rozdělíme kolektorovou ztrátu na více tranzistorů.

Pro náš případ bude účelnější použít více regulačních tranzistorů. Výkonové tranzistory lze řadit paralelně či sériově. U sériového stabilizátoru je vhodnější paralelní kombinace. Tranzistory musí mít přibližně shodné elektrické vlastnosti. Aby se ztrátový výkon rozdělil stejnoměrně, zavádí se malými emitorovými odpory záporná zpětná vazba. Na těchto odporech má vzniknout úbytek napětí přibližně 0,5 V. Na každý regulační tranzistor pak připadne přibližně polovina ztrátového výkonu, tj. asi 12,5 W.

Drahé výkonové tranzistory jak ve vlastním zesilovači, tak ve stabilizátoru síťového zdroje je třeba chránit proti zničení. Zvláště jsou ohroženy tranzistory koncového stupně zesilovače.

Tranzistorový koncový stupeň je nutno chránit především před zkratem na výstupních svorkách. Odpojení zátěže ve většině případů nijak výkonové tranzistory neohrozí.

Stejně jako zkrat reproduktorového výstupu je nebezpečné i přetížení koncového

stupně příliš velkým signálem. Velké kolektorové napětí a proud tranzistorem rychle ohřejí tenký přechod p-n tranzistoru, až dojde k jeho zničení.

Úkolem elektronické pojistky je chránit zesilovač před následky zkratu na výstupu zesilovače a případně zajistit stabilizovaný zdroj proti možnosti zkratu v napájecím obvodu. \*)

Pro náš zesilovač jsme zvolili zapojení elektronické pojistky s tyristorem, vyznačující se velmi rychlou reakcí na poruchový stav. Obvod elektronické pojistky tvoří na obr. 34 tyristor  $D_9$ , odpor  $R_{88}$  a vybovovací tlačítko.

Pojistka působí v obvodu řídicího tranzistoru  $T_{18}$  stabilizátoru síťového zdroje.

\*) Do první skupiny (z hlediska funkce) lze zařadit zapojení, u nichž dochází při překročení nastaveného maximálního proudu koncového stupně k omezení budičím signálu v některém předchozím zesilovacím stupni. Signál se omezuje buď zmenšením napájecího napětí toho kterého stupně nebo zablokováním cesty budičím signálu. Po odstranění příčiny kritického stavu se zapojení opět samo nastaví do původního pracovního režimu.

Zapojení druhé skupiny za stejných podmínek přeruší funkci zesilovače, nejčastěji radikálním zmenšením napájecího napětí koncového zesilovače. Charakteristickým znakem těchto zapojení je nutnost zásahu obsluhy pro opětné uvedení zesilovače do provozu. Výhodou je zde dokonalá ochrana jak zesilovače, tak zdroje i při dlouhotrvající poruše, mající za následek nepřipustné zvětšení odebíraného napájecího proudu. Nutnost osobního zásahu obsluhy při opětovném obnovení funkce zesilovače není v řadě případů nevýhodou, spíše naopak.

V ochranných obvodech se nejčastěji používají diody, tranzistory a tyristory.

Při překročení povoleného odběru proudu otevře vzniklý úbytek napětí na odporu  $R_{87}$  spolu se součtem napětí báze-emitor tranzistorů  $T_{10}$  a  $T_{20}$  tyristor, který uzavře řídicí tranzistor  $T_{18}$  i regulační tranzistor  $T_{20}$ .

Napětí na výstupu stabilizátoru se zmenší na několik voltů. Stisknutím vybavovacího tlačítka se zmenší proud tyristorem pod přídržnou velikost a tyristor se uzavře. Po odstranění poruchy se po uvolnění tlačítka obnoví tedy běžná funkce stabilizátoru. Kondenzátor  $C_{85}$  „zachycuje“ proudový impuls do řídicí elektrody tyristoru při rozpojení kontaktů tlačítka.

S ohledem na mezní kolektorový proud tranzistorů KD602 v koncovém stupni zvolíme mezní dovolený proud ze zdroje 7,5 A. Nastavení tohoto vypínacího proudu zajišťuje odpor  $R_{88}$ .

### Chlazení výkonových tranzistorů

Ztrátový příkon tranzistoru je v podstatě omezen nejvyšší přípustnou teplotou kolektorového přechodu. Ztrátovým příkonem se zvyšuje teplota přechodu a nemá-li překročit přípustnou mez, musí se tranzistor dostatečně chladit. Chlazení není nikdy dokonalé, takže teplota přechodu  $T_j$  u výkonových tranzistorů je vždy větší, než teplota prostředí  $T_a$  obklopujícího tranzistor.

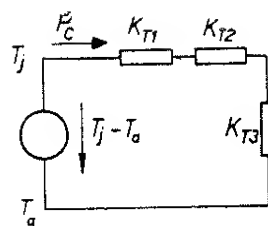
Mezi tepelným výkonem  $P_C$ , teplotou přechodu krystalu  $T_j$  a teplotou okolí  $T_a$  platí v ustáleném stavu vztah

$$P_C = \frac{T_j - T_a}{K_T} \quad [\text{W}; ^\circ\text{C}, ^\circ\text{C/W}],$$

kde  $K_T$  je tak zvaný celkový tepelný odpor.

Celkový tepelný odpor  $K_T$  nás informuje o přenosu tepla z přechodu krystalu do okolí a závisí na způsobu a jakosti chlazení.

Na obr. 35 je zjednodušené ekvivalentní schéma, v němž jsou zachyceny jak zdroj tepla, tak hlavní tepelné odpory na cestě, kterou se odvádí v ustáleném stavu převážná část vzniklého tepla do okolí.



Obr. 35. Zjednodušené schéma k určení tepelných poměrů

Kromě již uvedených symbolů je ve schématu  $K_{T1}$  tepelný odpor mezi krystalem a povrchem dosedací plochy pouzdra tranzistoru,  $K_{T2}$  tepelný odpor styku povrchu dosedací plochy a povrchu chladiče a  $K_{T3}$  tepelný odpor chladiče.

Celkový tepelný odpor je pak součtem těchto dílčích tepelných odporů. Maximální ztrátový příkon tranzistoru je

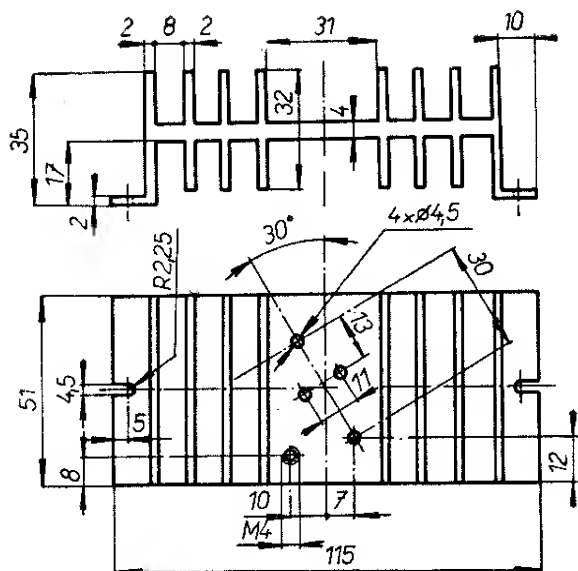
$$P_{C \max} = \frac{T_{j \max} - T_a}{K_{T1} + K_{T2} + K_{T3}}.$$

Výrobci tranzistorů uvádějí zpravidla v katalogích  $T_{j \max}$  a  $K_{T1}$ , popř.  $K_{T2}$ .

Pro dosažení vyššího dovoleného zatížení tranzistoru můžeme ovlivnit jen tepelné odpory  $K_{T2}$  a  $K_{T3}$ .

Stykový tepelný odpor  $K_{T2}$  je veličina, závislá mimo jiné na kvalitě styku ploch chladiče a pouzdra tranzistoru. I když tento tepelný odpor nebývá v praxi rozhodující složkou, snažíme se ho zmenšit pečlivou úpravou dosedacích ploch, vkládáním fólie z měkkého kovu, vkápnutím silikonového oleje apod. Uvedenými zásahy lze zmenšit zmíněný tepelný odpor až o 50 %.

Radikálně můžeme však zvětšit kolektorovou ztrátu tranzistoru zmenšením tepelného odporu  $K_{T3}$ . Tento tepelný odpor je závislý na velikosti chladiče a na velikosti jeho součinitele přestupu tepla. Teplo převedené do chladiče se přenáší do okolního prostředí současně třemi způsoby – vedením, zářením a prouděním. Poslední způsob se uskutečňuje pohybem částic vzduchu a velmi závisí na teplotě chladiče vzhledem k teplotě okolí. Je tedy tepelný odpor chladiče závislý na rozdílu teplot mezi tranzistorem a okolím.



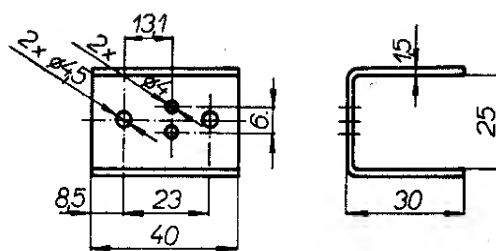
Obr. 36. Chladič s tepelným odporem  $2,5\text{ }^{\circ}\text{C/W}$

V našem případě musí chlazení regulačního tranzistoru stabilizovaného zdroje zajistit rozptýlení ztrátového výkonu  $P_C = 12,5\text{ W}$ .

K výpočtu potřebného tepelného odporu chladiče použijeme vztah

$$K_{T_3} = \frac{T_{j\max} - T_a}{P_C} - K_{T_1} - K_{T_2},$$

v němž můžeme zanedbat malý tepelný odpor  $K_{T_2}$ . Regulační tranzistor 5NU74 (7NU74) má vnitřní tepelný odpor  $K_{T_1} = 1,2\text{ }^{\circ}\text{C/W}$  a nejvyšší dovolenou teplotu



Obr. 37. Chladič pro řídicí tranzistor stabilizovaného zdroje

přechodu  $T_{j\max} = 100\text{ }^{\circ}\text{C}$ . Poněvadž tranzistor je umístěn na vnější straně krytu zesilovače, můžeme počítat s nejvyšší teplotou okolí  $T_a = 50\text{ }^{\circ}\text{C}$ .

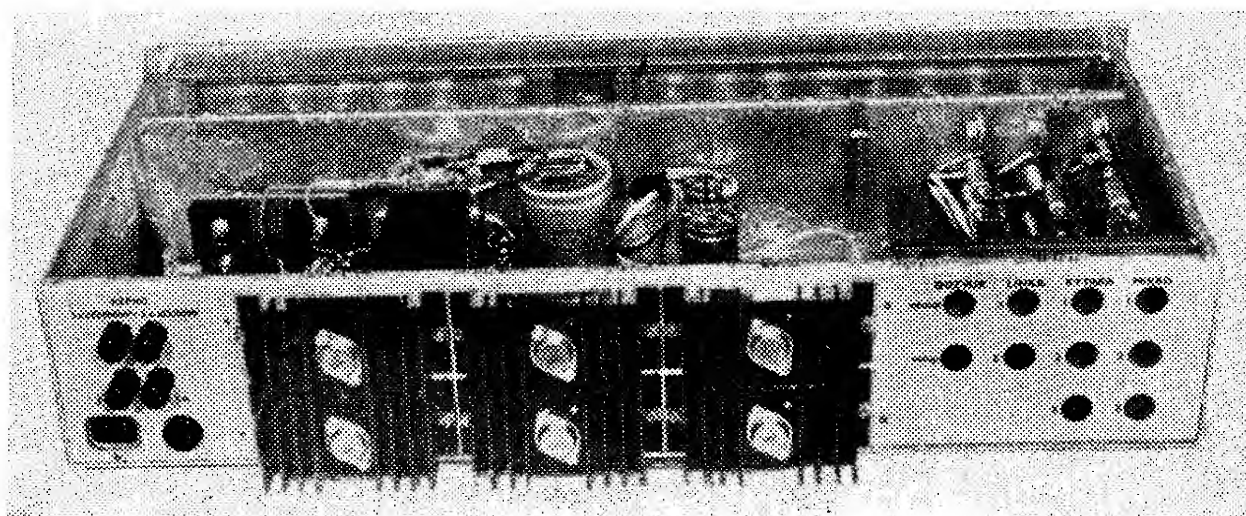
Po dosazení

$$K_{T_3} = \frac{100 - 50}{12,5} - 1,2 = 2,8\text{ }^{\circ}\text{C/W}.$$

Na základě takto vypočítaného tepelného odporu byl navržen chladič o ploše  $363\text{ cm}^2$ . Měřením na vzorku byl zjištěn střední tepelný odpor  $2,5\text{ }^{\circ}\text{C/W}$ , tedy vyhovující pro daný účel. Výkres chladiče je na obr. 36.

Chladič pro řídicí tranzistor stabilizovaného zdroje  $T_{19}$  (GD618), navržený obdobným způsobem, je na obr. 37.

Výpočtem ztrátového příkonu koncového tranzistoru KD602 při kritickém buzení zjistíme největší ztrátu  $P_{C\max} = 16,4\text{ W}$ . Protože jde o zařízení reprodukcující hudbu, popř. řeč, je možno na



Obr. 36a. Chladiče výkonových tranzistorů a jejich umístění na zadní straně zesilovače

základě dlouhodobých měření počítat pro signál, jehož špičky dosahují maximální úrovně (tj. 100 W), s kolektorovou ztrátou zmenšenou o 50 % a pro silně komprimovaný hudební signál se ztrátou menší o 30 %. Pro tzv. nejhorší případ je třeba dimenzovat chlazení koncových tranzistorů pro kolektorovou ztrátu  $P_{C \max} = 11,5 \text{ W}$ .

K výpočtu potřebného tepelného odporu chladiče použijeme katalogové údaje tranzistoru KD602 –  $T_{j \max} = 155 \text{ }^{\circ}\text{C}$ ,  $K_{T1} = 4,5 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$ . Dosazením vypočteme

$$K_{T3} = \frac{T_{j \max} - T_a}{P_{C \max}} - K_{T1} = \frac{155 - 50}{11,5} - 4,5 \doteq 4,6 \text{ }^{\circ}\text{C/W}.$$

S výhodou použijeme již navržený chladič s tepelným odporem  $K_{T3} = 2,5 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$ .

## Stavba zesilovače

### Šasi a skříňka

Prvním a základním požadavkem na skříňku zesilovače a většinu mechanických dílů je mechanická pevnost a odolnost.\*)

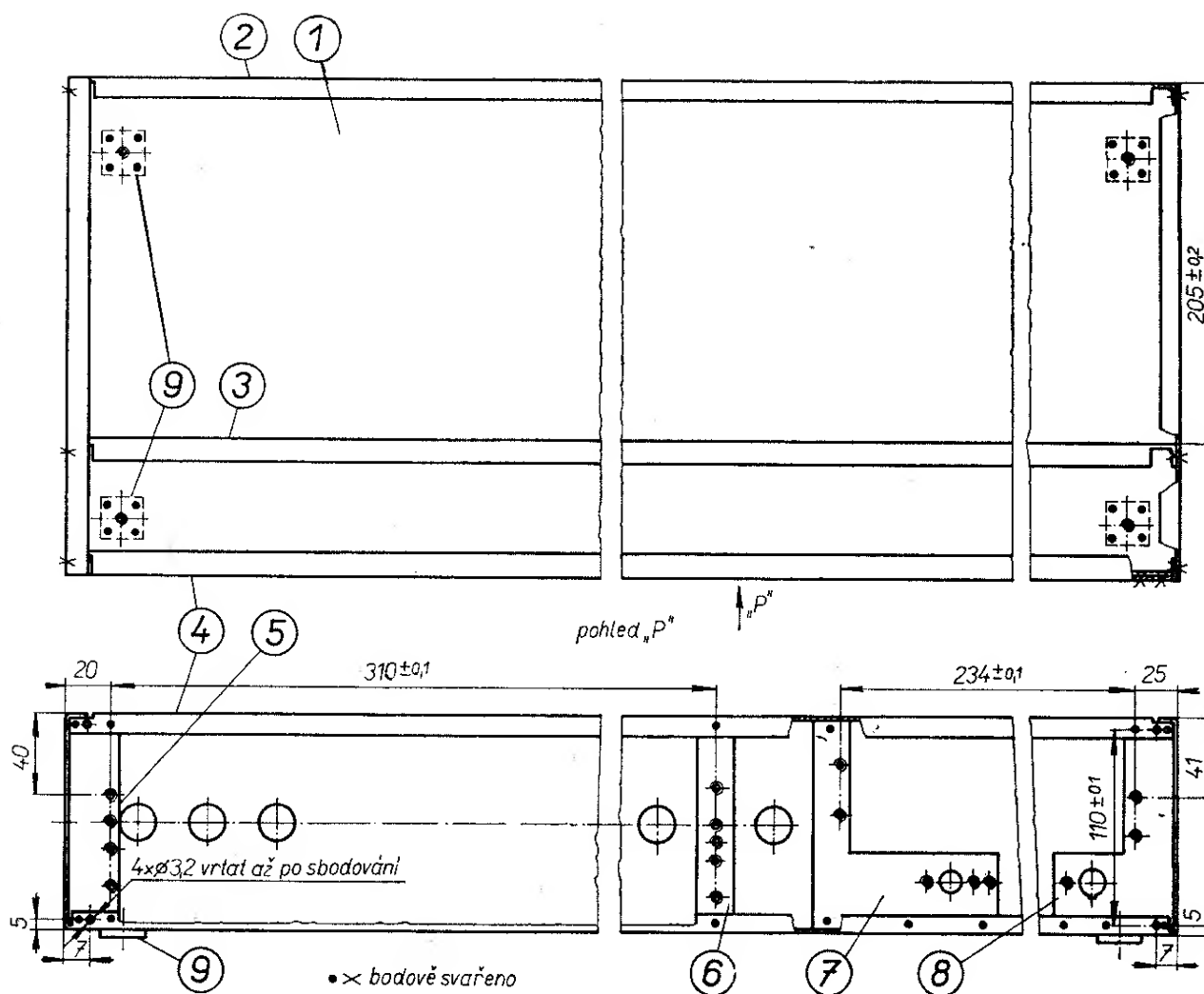
Z tohoto hlediska je šasi zhotoveno jako masivní svařovaná vana z ocelového plechu tloušťky 1,5 mm (obr. 38). Bylo použito bodové sváření, doporučujeme však z důvodu lepší pevnosti svařit šasi plamenem. Po svaření a opracování je třeba šasi povrchově upravit, galvanicky pozinkovat, kadmiovat apod. Stejně upravíme i díly, které na šasi přišroubujeme. Pro zvláště dobrý vzhled je vhodné nastříkat zadní stěnu po galvanické úpravě nitrolakem nebo syntetickým emailem a vypálit. Dále je vhodné nastříkat perfo-

\* Z toho hlediska musíte neustále hodnotit svou práci hlavně tehdy, jestliže se rozhodnete něco na mechanické konstrukci měnit. Je pochopitelné, že i když zde podáváme podrobný návod a kompletní konstrukci zesilovače, najde se jistě hodně takových, kteří si budou chtít zesilovač upravit podle svých vlastních představ. Pak je třeba považovat neustále za prvořadé především hledisko mechanické odolnosti.

rovaný kryt chladičů výkonových tranzistorů vypalovacím lakem v barvě potahu dřevěné skříňky. Skříňka sama byla zvolena dřevěná, potažená koženkou.

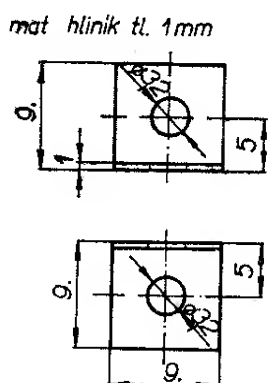
Jak si každý jistě všiml, nejsou v základním panelu nakresleny otvory pro upevnění jednotlivých desek s plošnými spoji. Důvod je jednoduchý. Desky s plošnými spoji jsou upevněny šrouby M3 do závitů, vyřezaných v panelu, a to u desek koncového stupně a zdroje přes distanční váleček výšky 3 až 5 mm a u vstupních desek pomocí úhelníků (obr. 39) nanýtovaných nebo našroubovaných na deskách plošných spojů. Protože se málokomu podaří dodržet potřebné tolerance k přesnému sesazení jednotlivých předvrtaných dílců, považujeme za vhodnější vrtat otvory a řezat závity pro upevňovací šrouby až při montáži jednotlivých dílů. Jednotlivé desky s plošnými spoji, transformátor a kondenzátory ve zdroji přišroubojeme podle obrázku celkové sestavy (obr. 40). Jednotlivé díly propojíme podle obr. 1 a podle výkresů jednotlivých desek s plošnými spoji. Signálové cesty se propojují stíněnými vodiči, nejlépe izolovanými, jako napájecí a zemnicí vodiče použijeme izolované lanko BGC o průřezu min. 0,5 mm<sup>2</sup>. Desky směšovačů je vhodné propojit před montáží do panelu. Propojujeme izolovaným drátem nebo lankem o průřezu asi 0,25 mm<sup>2</sup>. Velmi důležité je správné propojení zemí, které musí být přesně podle popisu na deskách s plošnými spoji. Zemnicí vodiče musí být izolované, nesmí se nikde vodivě dotýkat šasi, které spojíme se záporným pólem zdroje pouze v jediném bodě – krátkým vodičem od zdroje na pájecí očko přišroubované k šasi; je výhodné použít k tomu účelu jeden z upevňovacích šroubů transformátoru. V jiném místě nesmí být kostra se zemnicím vodičem spojena. Svádí to k propojení především na vstupních konektorech, kde se obvykle propojuje kolík č. 2 s pláštěm konektoru. V našem případě by to znamenalo zhoršení odstupu, neboť plášť konektoru je již jednou propojen se zemí přes šasi.

Vstupní konektory jsou běžné, pětikolíkové; přinýtujeme je k panelu (obr. 55) dutými nýtky. Jako výstupní svorky jsou použity přístrojové svorky, které jsou do-



Obr. 38. Šasi – svařovaná vana z ocelového plechu tloušťky 1,5 mm

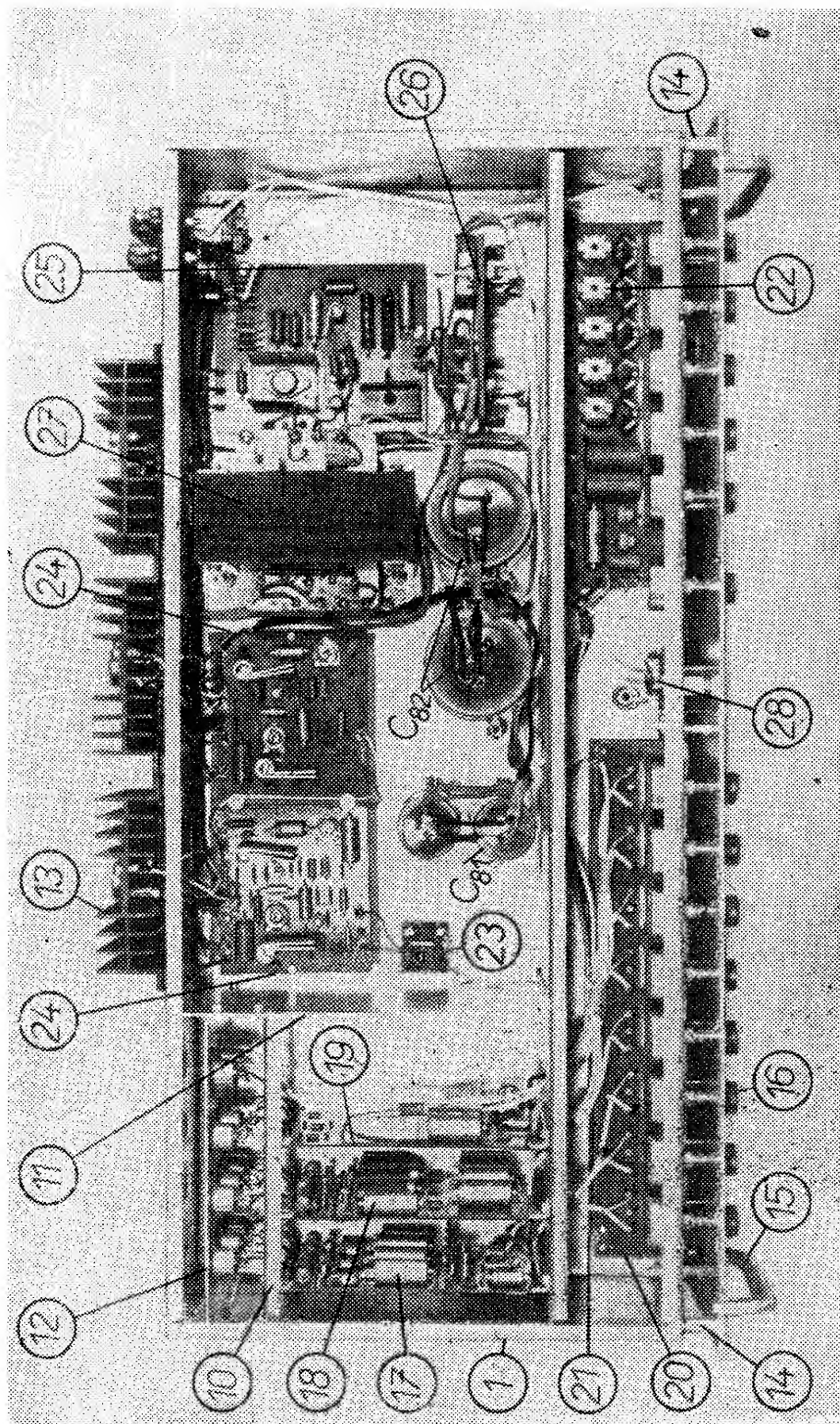
statečně robustní. Použití reproduktorových přepínacích konektorů je možné bez záruky správné funkce; tyto konektory nejsou dimenzovány pro velké proudy.



Obr. 39. Držák pro upevnění desek s plošnými spoji

Síťová přívodka je běžná, přístrojového typu, do zadního panelu je přinýtována dutými nýtky.

Přední panel (obr. 51) je připevněn k šasi distančními válečky (obr. 50). Je zhotoven rovněž z ocelového plechu tloušťky 1,5 mm a pozinkován. Přední maska je zhotovena z kartáčovaného hliníku. Nápis na masce lze zhotovit několika způsoby. Pro amatéra je nejspolehlivější popsat přední panel pomocí suchých obtisků (Propisot, Transotype, Letraset atd.). Vzhled nápisů, které takto byly zhotoveny i na zadní stěně, je patrný z fotografií. Po obtisknutí je třeba plech opatrně očistit lihem a přední panel a nápisy přestříkat tenkou vrstvou bezbarvého nitrolaku. Musíme pracovat opatrně a rychle, protože aceton, obsažený v nitrolaku, písmo suchých obtisků rozpouští.



Obr. 40. Celková sestava zesilovače

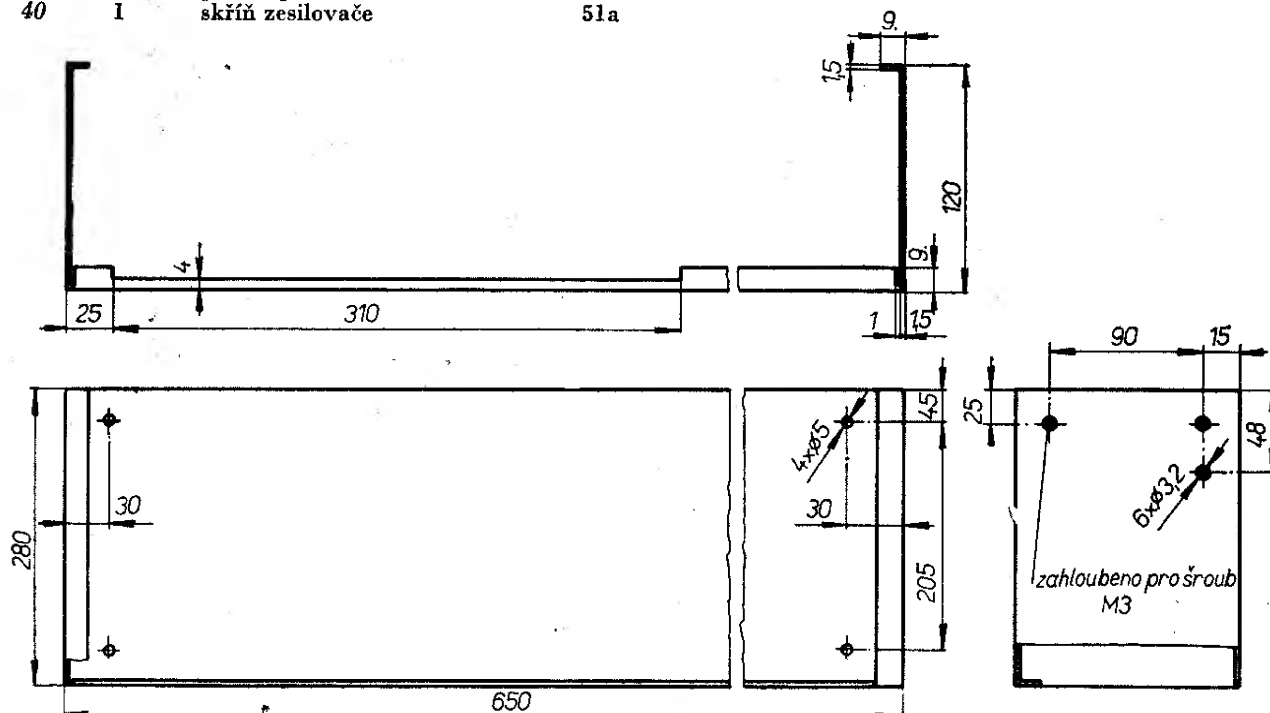
## Rozpiska mechanických dílů

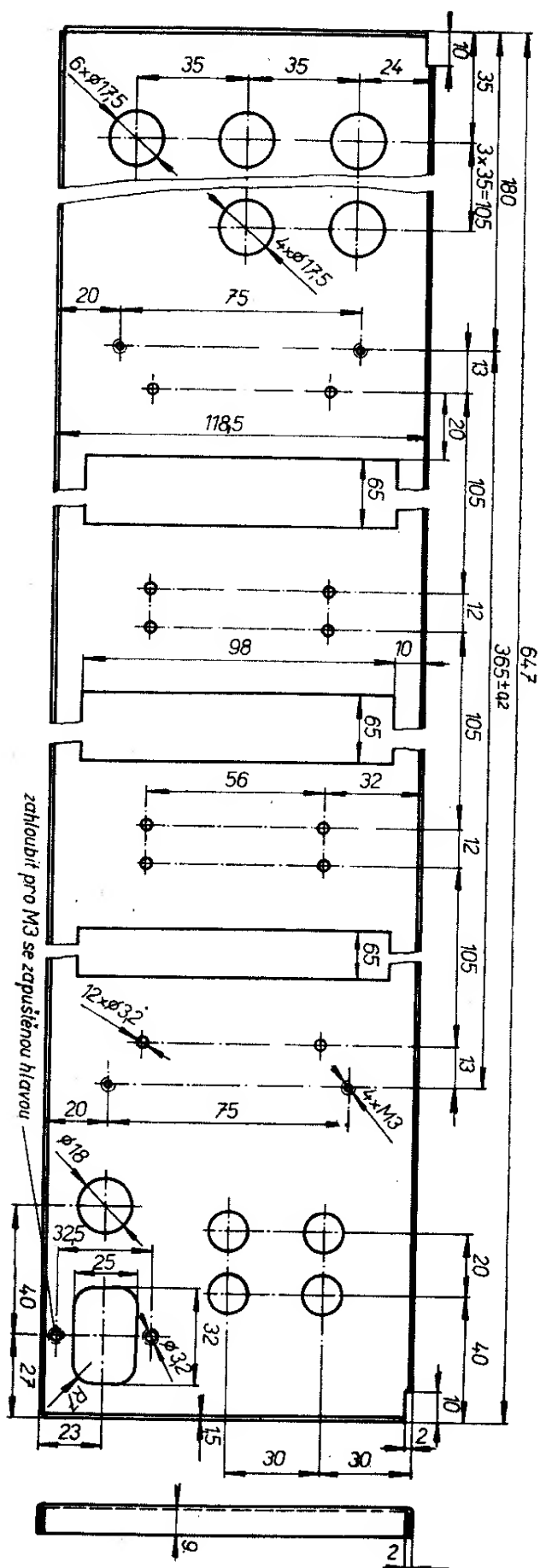
Poz.	Ks	Název	Obr.
1	1	šasi	41
2	1	zadní stěna	42
3	1	mezistěna	47
4	1	přední lišta	48
5	1	držák 1	43
6	1	držák 2	44
7	1	držák 3	45
8	1	držák 4	46
9	4	držák nožky	49
10	1	držák desek předzesilovačů	53
11	1	mezistěna	56
12	1	panel konektorů	55
13	6	chladič žebro	36
14	5	distanční sloupek	50
15	2 (4)	držadlo	52
16	23	knoflík	
17	1	deska mikrofonních zesilovačů	59
18	1	deska kytarových zesilovačů	11
19	1	deska směšovacího zesilovače	60
20	1	deska směšovače signálu	61
21	1	deska směšovače dozvuku	61
22	1	deska korekčního zesilovače	21
23	1	deska omezovače amplitudy	25
24	2	deska koncového zesilovače	63
25	1	deska stabilizátoru	70
26	4	chladič diod	69
27	1	síťový transformátor	67
28	1	mikroampérmetr MP 40	
29	1	chladič Zenerovy diody	71
30	4	úhelník k transformátoru	68
31	12 (16)	izolační podložka	65
32	1	tímen indikátoru	66
33	1	chladič deska	37
34	2	pouzdro	64
35	9	držák desky	39
36	1	držák potenciometrů 1	57
37	2	držák potenciometrů 2	58
38	1	kryt výkonových tranzistorů	54
39	1	přední panel a maska	51
40	1	skříň zesilovače	51a

Další cestou je nechat si přední masku zhotovit ve výrobě chemigrafických štítků. Jsou ještě další cesty, jako sítotisk, gravírování apod., záleží na možnostech amatéra, kterou si vybere. Hotovou přední masku přilepíme k přednímu panelu lepidlem Kovofix, Alkaprén A 50 nebo Epoxy 1200. Hotový přední panel přišroubujeme k distančním vložkám šrouby M3 s válcovou hlavou, nejlépe niklovanou nebo ještě lépe šrouby s půlkulatou niklovanou hlavou a křížovou drážkou. Tak zaručíme prakticky profesionální vzhled výrobku.

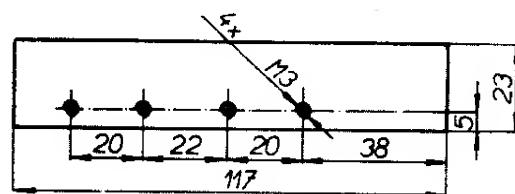
Na výkresu předního panelu (obr. 51) není díra pro sklíčko signálního světla. Je to proto, aby si každý udělal díru podle sklíčka, které má k dispozici. Vlastní hliníková maska má přesně stejné rozměry i otvory jako přední panel, uděláte proto nejlépe, když po zhotovení předního panelu panel položíte na hotovou neostříženou a nevyděrovanou masku, přesně podle panelu orýsujete, ostříhnete a vyděrujete. Tak budete mít zaručeno, že díry budou lícovat. Rovněž nejsou vyznačeny upevňovací díry držadel, neboť ani zde není možno předpokládat, že se všichni

Obr. 41. Šasi zesilovače

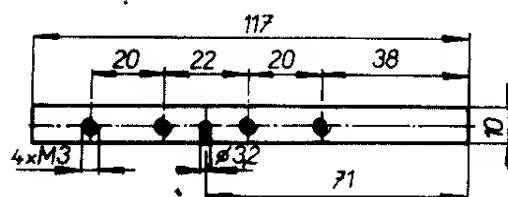




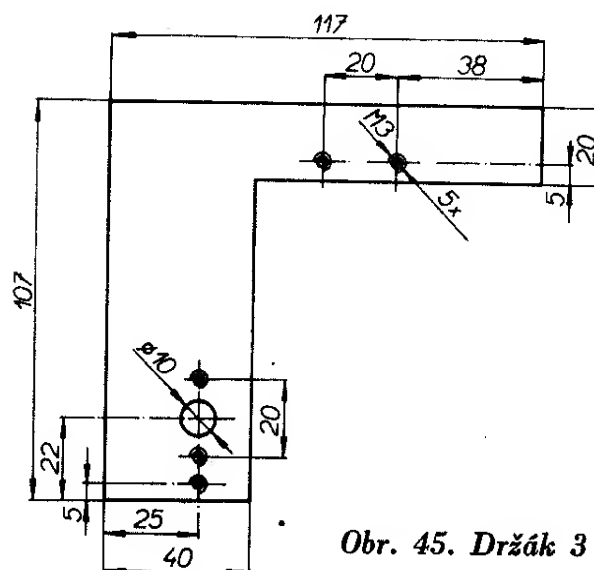
Obr. 42. Rozměry zadní stěny zesilovače



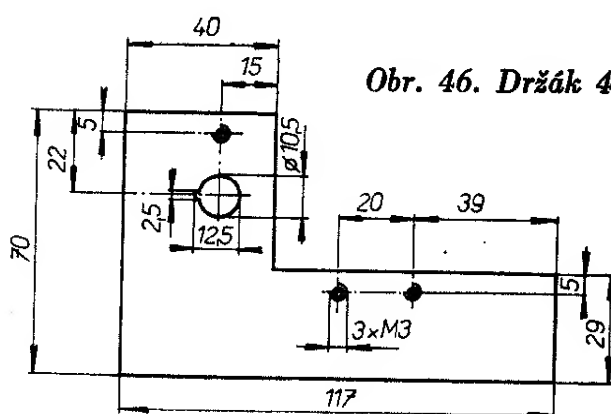
Obr. 43. Držák 1



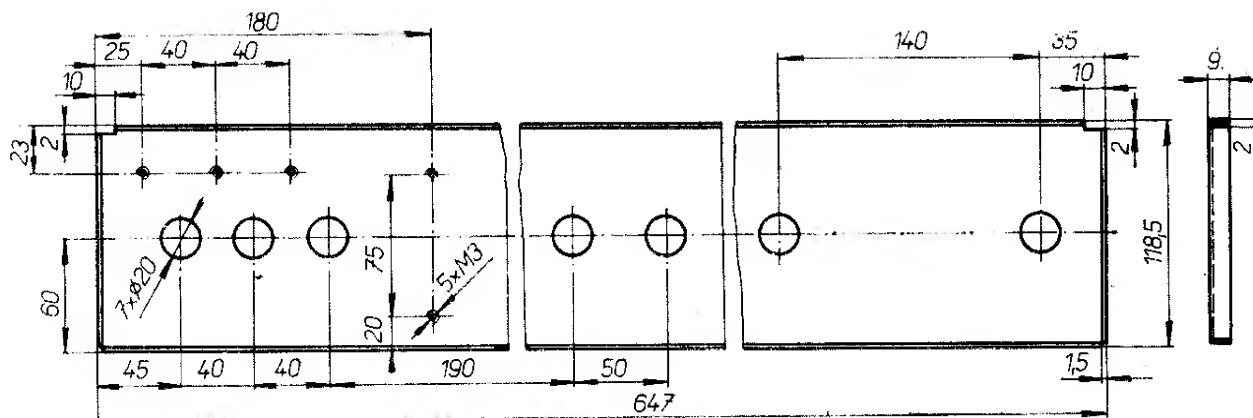
Obr. 44. Držák 2



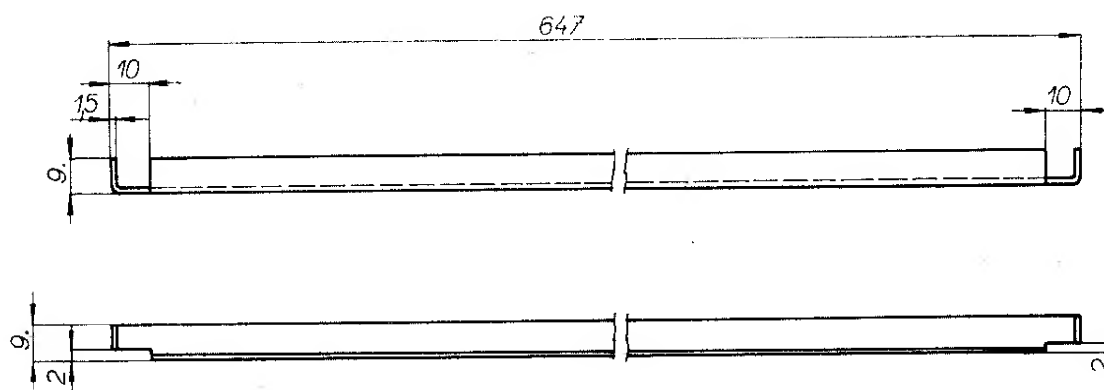
Obr. 45. Držák 3



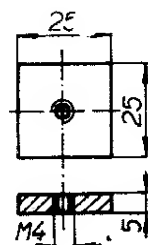
Obr. 46. Držák 4



Obr. 47. Mezistěna



Obr. 48. Přední lišta



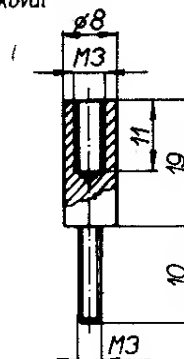
Obr. 49. Držák nožky

rozhodnou pro držadlo podle obr. 52, které jsme si museli zhotovit.

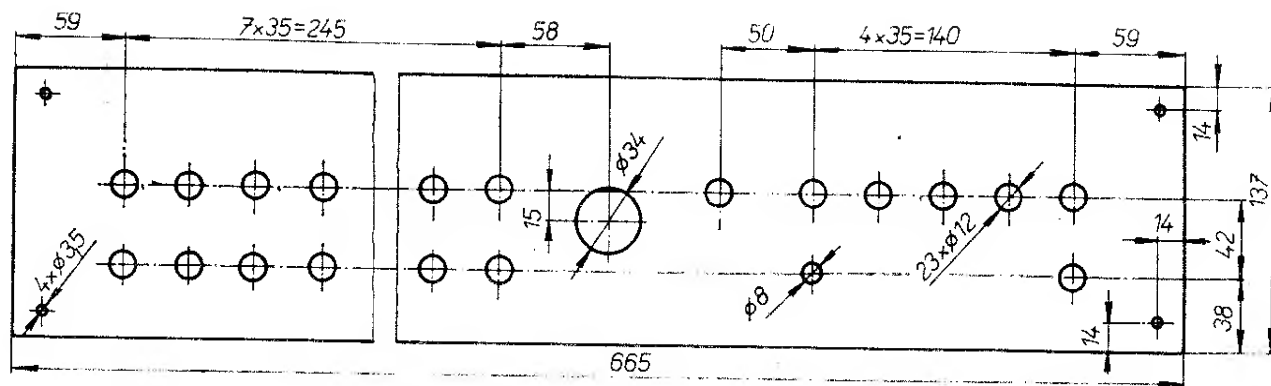
Dřevěná skříňka zesilovače (obr. 51a) je z překližky tloušťky 16 mm, spojované v rozích na rybinu. Neseženete-li překližku požadované tloušťky, je možno slepit více tenčích překližek. V žádném případě nepoužívejte laťovku nebo dřevotřískové desky, které mají nedostatečnou pevnost. Dobře udělaná skříňka snese uprostřed (prázdná) zátěž asi 150 kg. Snad se někomu zdají takové parametry přehnané, ale

kdo zná provoz hudebních souborů, jistě nám dá za pravdu, že přehnané nejsou. Jako transportní držadla jsme použili robustní sklopná držadla, která používá pro své přístroje Tesla Strašnice. Je však možno použít celkem libovolné držadlo nebo je nepoužít vůbec a přístroj přenášet za přední držadla. Podle použitého druhu

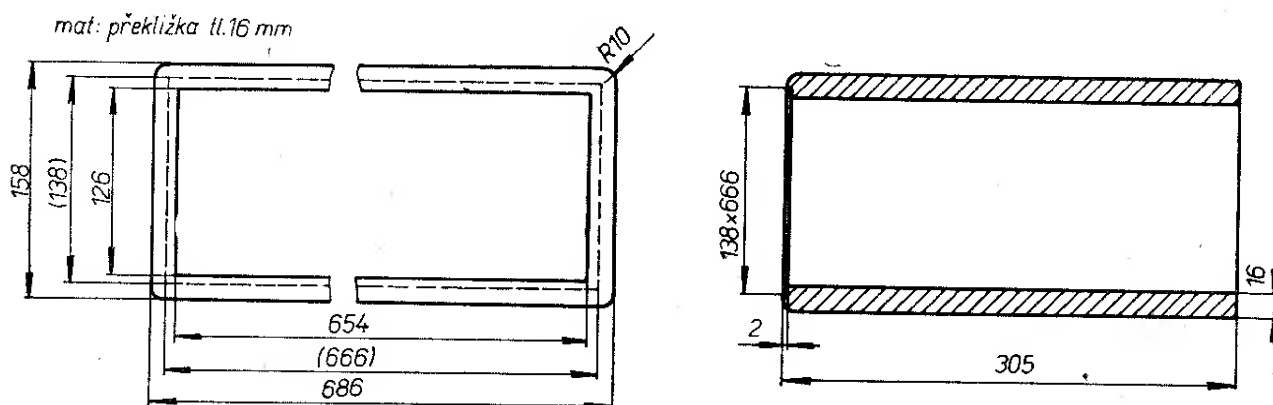
mat. stříbrná ocel  $\varnothing 8$  mm  
-zinkovat



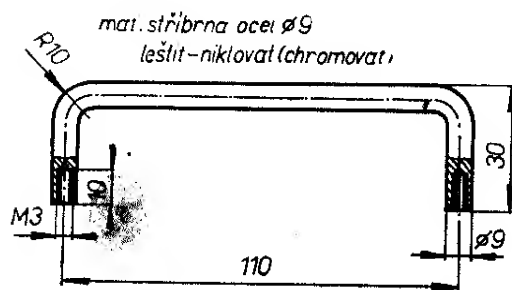
Obr. 50. Distanční válečky pro připevnění předního panelu k šasi



Obr. 51. Přední panel a maska



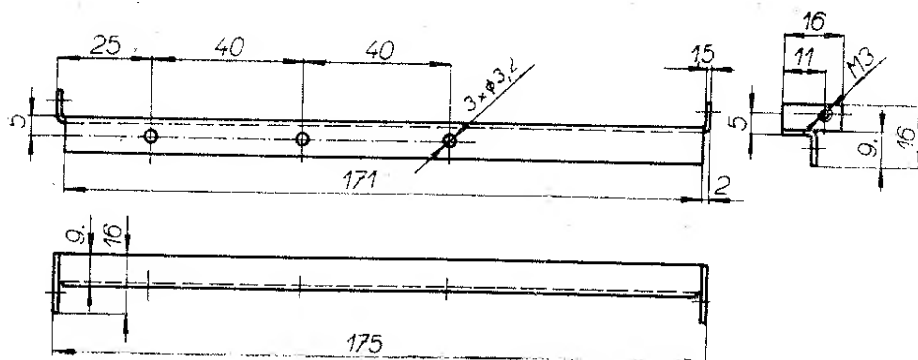
Obr. 51a. Skříň zesilovače



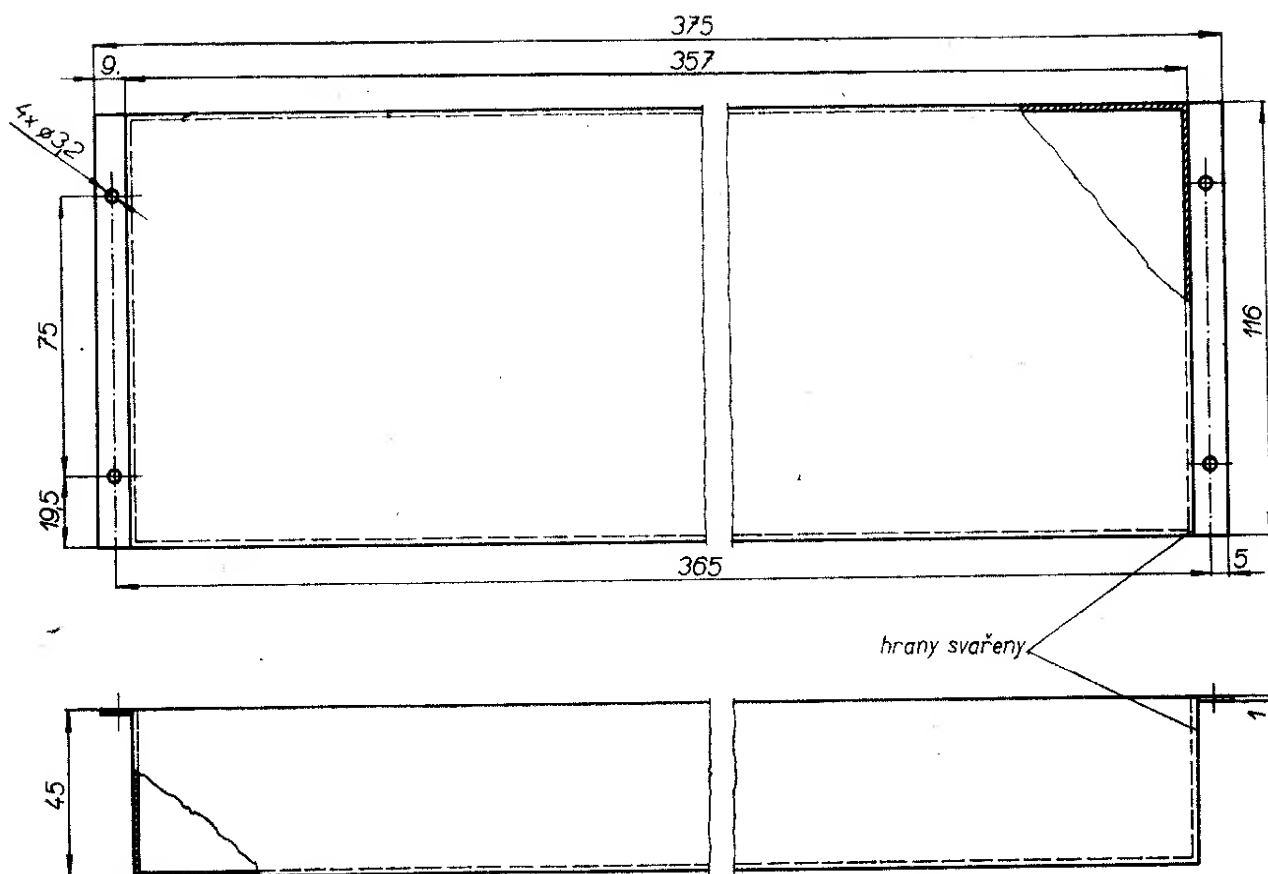
Obr. 52. Držadlo

držadel je třeba v bočnicích skřínky udělat vhodný výřez.

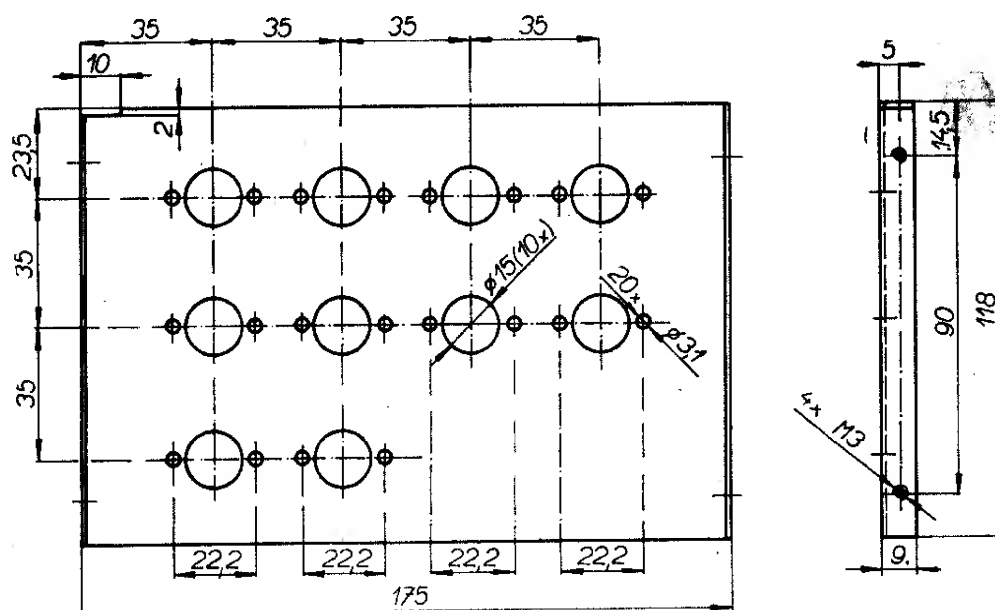
Šasi zesilovače je ke skřínce připevněno čtyřmi šrouby M4, které procházejí nožkami. Díry pro šrouby je nejlépe vyvrtat až nakonec podle skutečné polohy šasi vůči skřínce. Vrtáme vrtákem o  $\varnothing$  5,5 až 6 mm. Skříňku po odzkoušení necháme v knihařství potáhnout koženkou, nebo si ji potáhneme sami (koženkou nebo samolepicí tapetou).



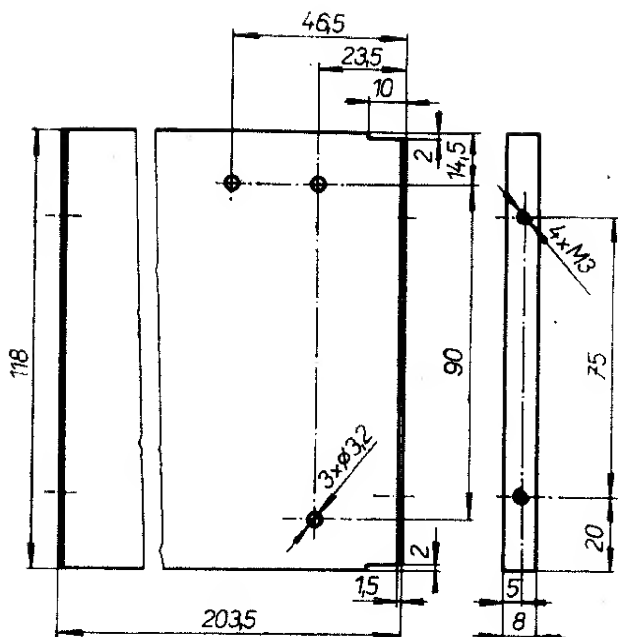
Obr. 53. Držák desek předzesilovačů



Obr. 54. Kryt výkonových tranzistorů (děrovaný plech)



Obr. 55. Panel konektorů



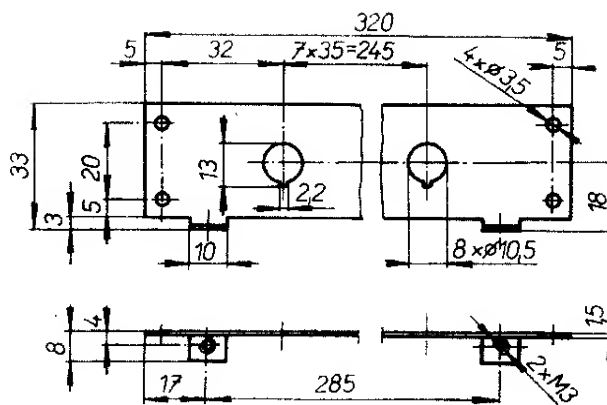
Obr. 56. Mezistěna

### Předzesilovače

Podrobný popis konstrukce a výroby jednotlivých desek byl již popsán (obr. 11, 21, 59, 60, 61). Proto jen pár poznámek.

Díry pro součástky vrtáme ze strany fólie vrtákem o  $\varnothing$  1 až 1,3 mm. Pro vývody vodičů z desky vyvrtáme díry o  $\varnothing$  2,2 mm a zanýtujeme dutý nýtek o  $\varnothing$  2  $\times$  2,5 mm. Nýtek s plošným spojem propájíme. Tranzistory a diody pájíme na konec.

Další nastavování jednotlivých dílů předzesilovače není třeba, pouze při měření celého zesilovače je nutná kontrola z hlediska šumu.

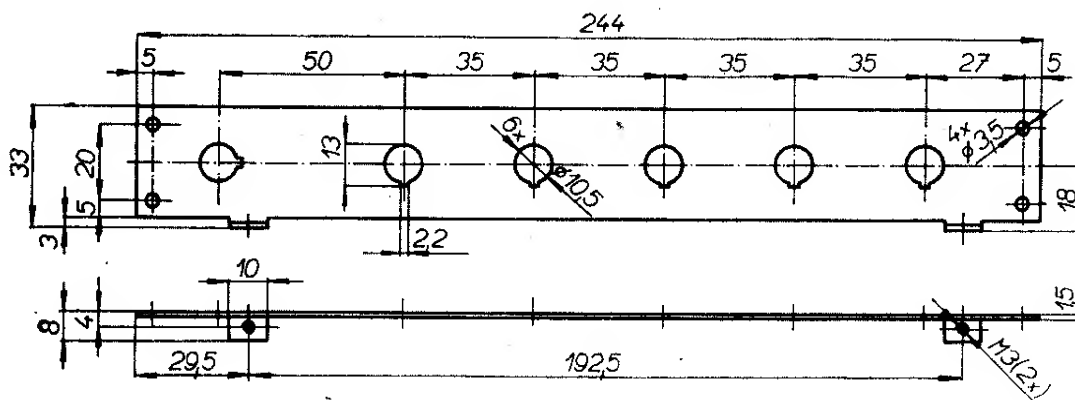


Obr. 58. Držák potenciometrů 2

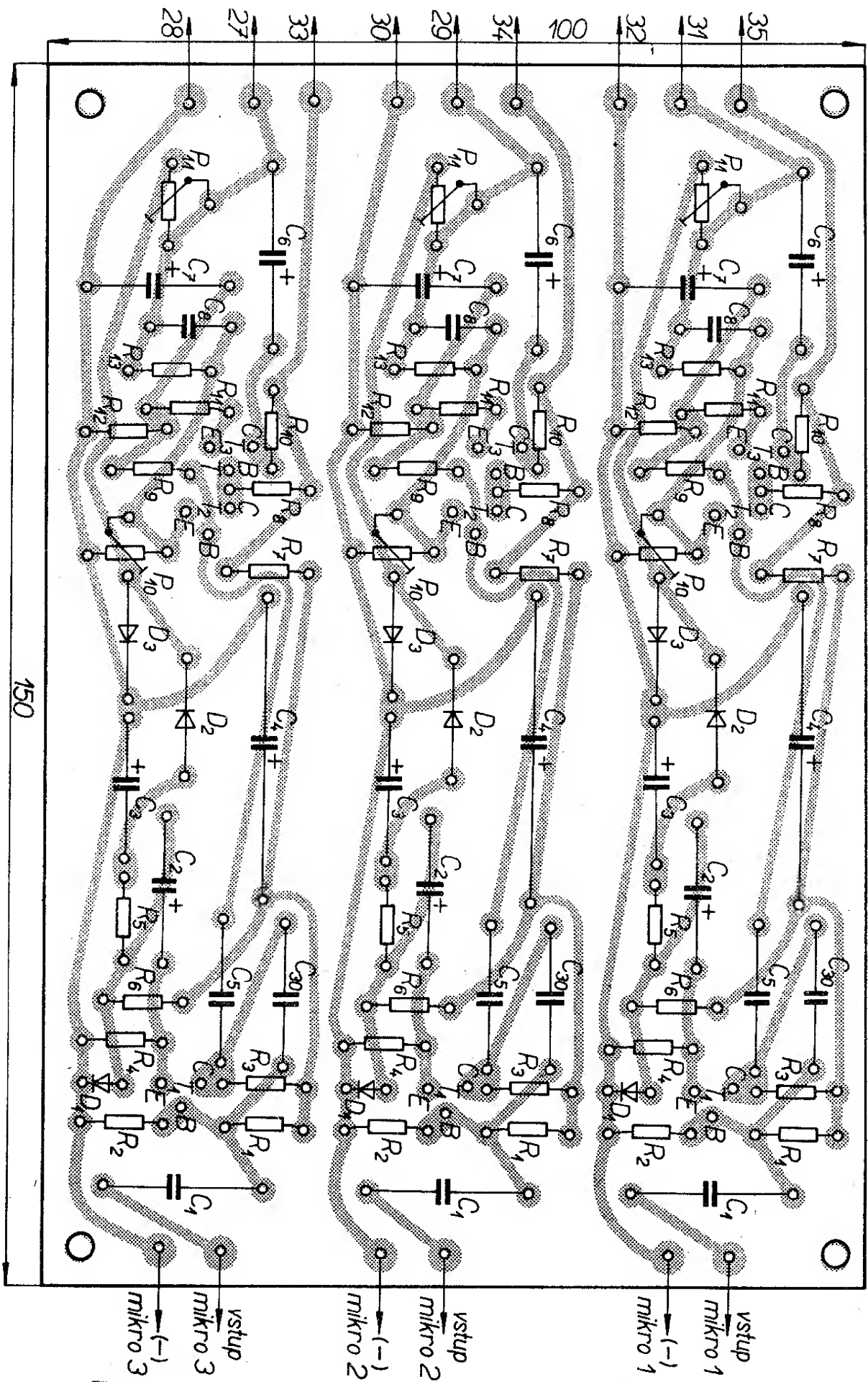
### Výkonový zesilovač

Výkonová část zesilovače se skládá ze dvou desek koncových zesilovačů, čtveřice koncových tranzistorů a indikátoru vybuzení.

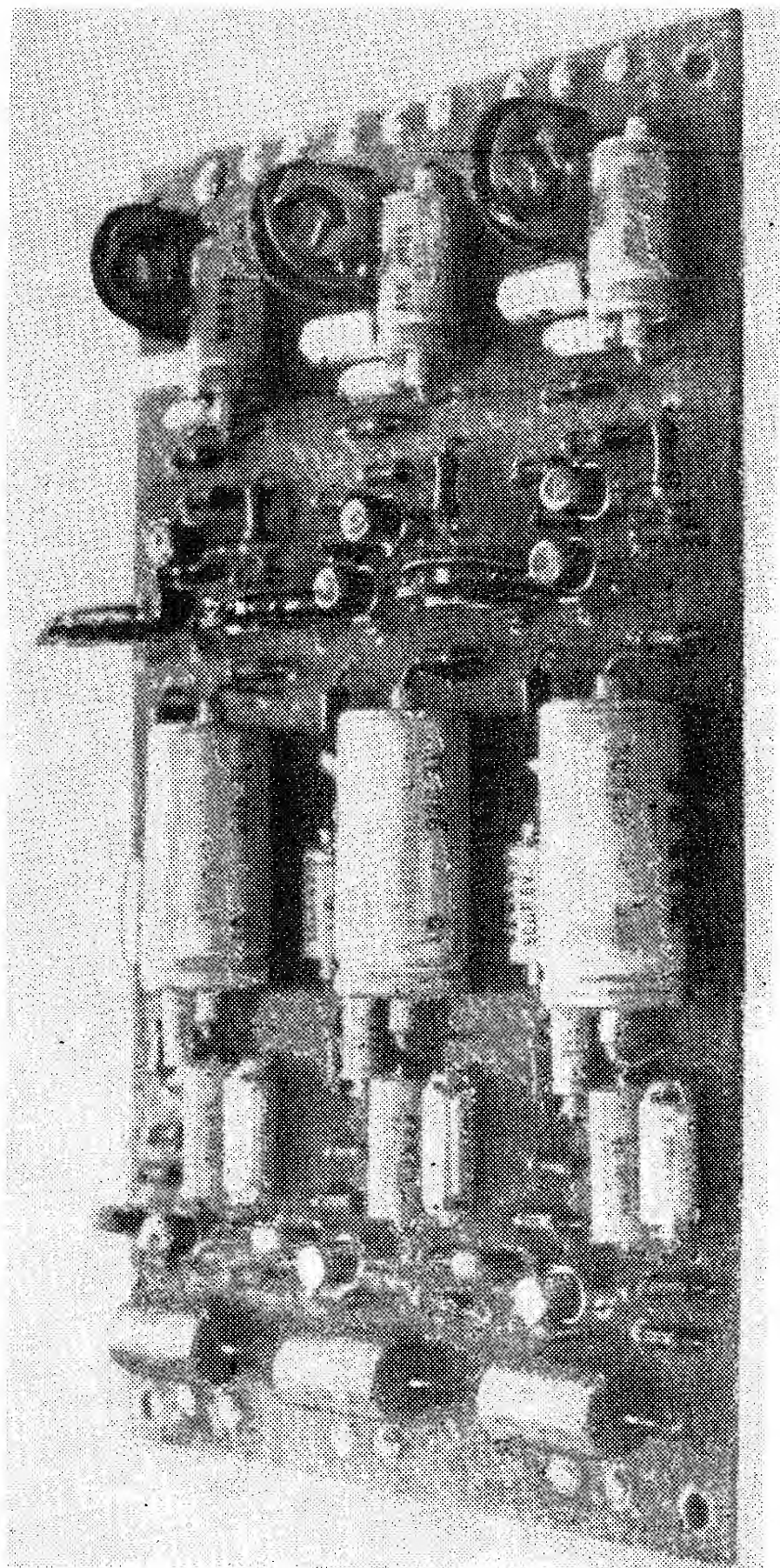
Rozložení součástek na deskách je na obr. 63. S ohledem na snazší výrobu jsou obě desky s plošnými spoji shodné. Liší se od sebe pouze osazením součástkami. Jedna deska je úplně osazena podle obr. 63 kromě odporu  $R'_{58}$ , který v této desce zůstane nezapojen. Na vstupní pájecí bod této desky připojíme výstup omezovače amplitudy. Výstup této desky (na obr. 63 označen repro) je připojen na výstupní svorky celého zesilovače a zároveň na vstup druhé desky koncového zesilovače. U této desky neosadíme předzesilovací stupeň, tj. tranzistor  $T_{11}$ , odpory  $R_{51}$  až  $R_{57}$  a kondenzátory  $C_{51}$  až  $C_{53}$ . Nezapojen zůstane zatím i odpor  $R'_{58}$ , jehož vhodnou velikost zjistíme až při nastavování.



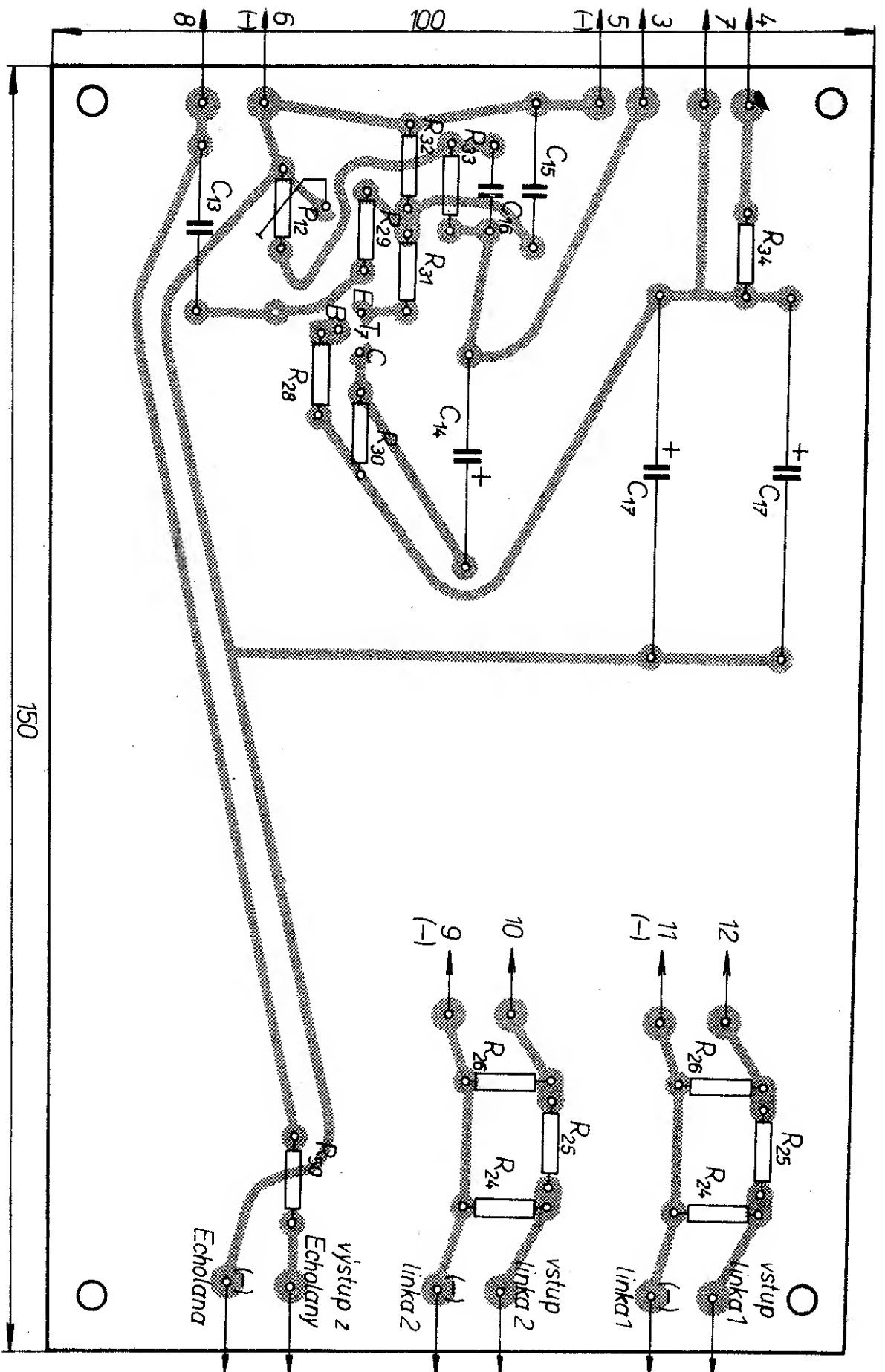
Obr. 57. Držák potenciometrů 1



Obr. 59. Deska mikrofonních zesilovačů

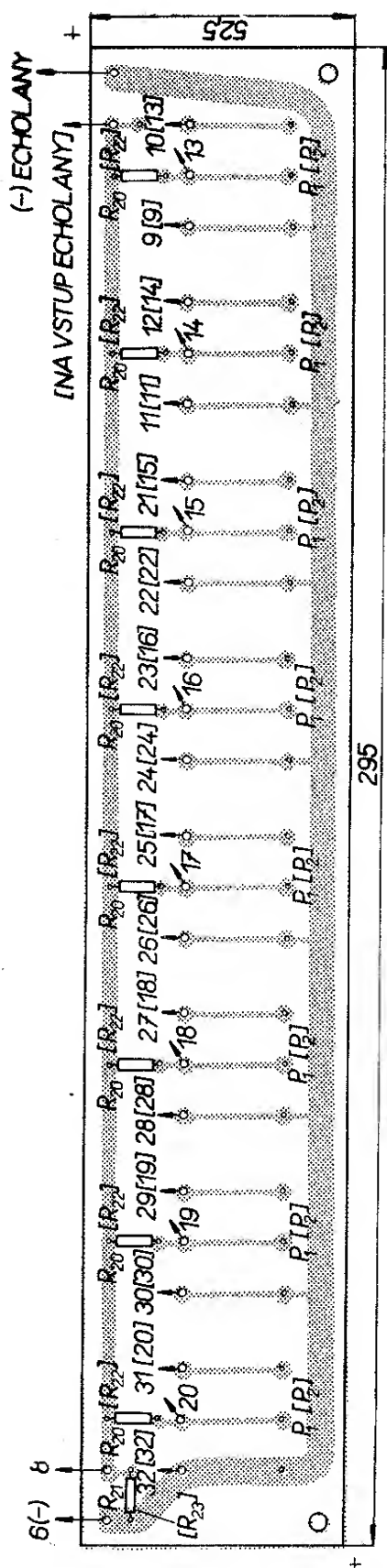


Obr. 59a. Osazená deska mikrofonních zesilovačů



Obr. 60. Deska směšovacího zesilovače

$$48 \cdot \frac{5}{71} R_K$$



Obr. 61. Deska směšovače signálu

Pro dosažení dobrého činitele nelineárního zkreslení musíme pečlivě vybrat tranzistory jak pro budicí stupeň, tak pro koncový stupeň.

Komplementární dvojice tranzistorů KF507/KF517 (osazení budicího stupně) musí mít závěrné napětí  $U_{CE0}$  větší než 40 V. V pracovním bodu  $U_{CE} = 0$  V;  $I_C = 200$  mA se nesmí jejich stejnosměrný proudový zesilovací činitel lišit o více než 20 %. Maximální kolektorová ztráta těchto tranzistorů bude při osazení koncového stupně tranzistory KD602 asi 600 mW. Protože je jejich dovolená kolektorová ztráta 800 mW, není je třeba chladit. Poněvadž jsou však na tranzistory kladeny zvýšené nároky vzhledem k jejich závěrnému napětí (jež se s teplotou rychle zmenšuje), bude vhodné opatřit je chladičnými křídélky z pásku tepelně dobře vodivého materiálu (měď, mosaz, hliník – viz fotografii výkonového zesilovače).

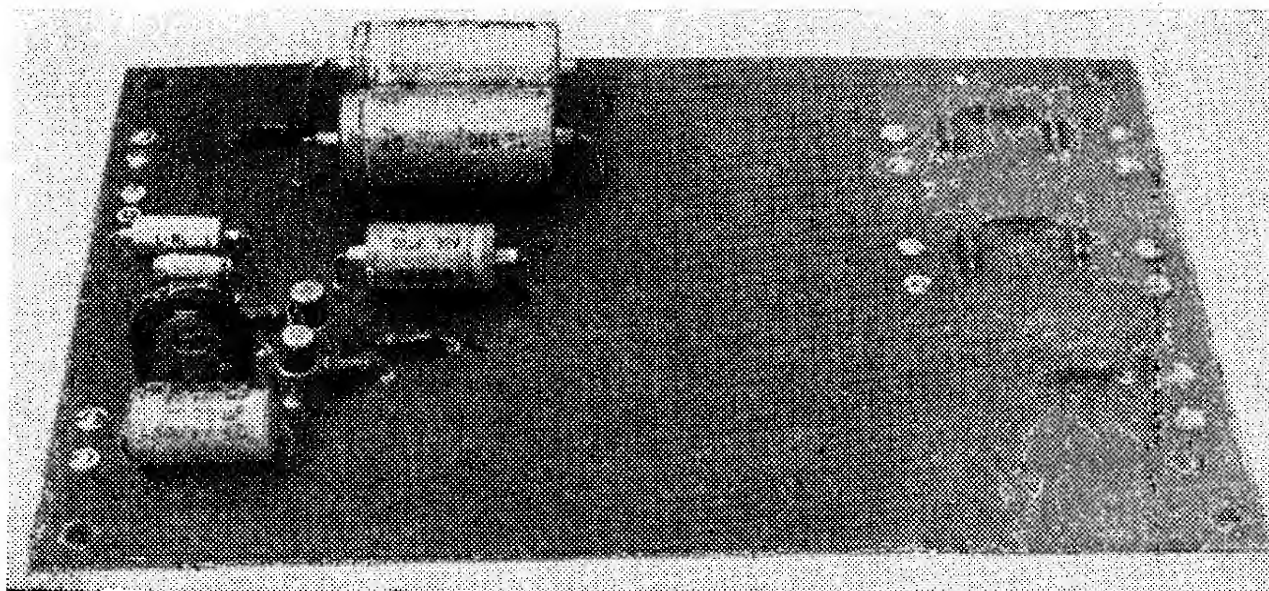
Při použití tranzistorů KU605 je chlazení budicích tranzistorů nevyhnutelné.

Přichycení desek koncových zesilovačů ponecháváme na možnostech zájemců; výrobně nejjednodušší je snad přichytit každou desku čtyřmi šrouby M3 v rozích každé desky. Pod desku pak v tomto případě zasuneme samozřejmě dostatečně vysoké distanční podložky. Elegantnější je použít zvláštní izolační podložky, o nichž bude podrobnější zmínka později.

Výkonové tranzistory KD602 (KU605) koncového stupně jsou umístěny na chladičích, přichycených na zadní stěně zesilovače (obr. 36a). Chladiče jsou vyfrézovány z tepelně vodivého materiálu (dural) podle obr. 36. Tepelný odpor lze znatelně zmenšit načerněním povrchu ať již matnou černou barvou, nebo chemickým postupem (eloxováním).

Zesilovací činitel tranzistorů pro koncový stupeň kontrolujeme v pracovním bodě  $U_{CE} = 0$  V;  $I_C = 5$  A. Dovolенý rozdíl 20 % (z nižší hodnoty) je vhodné dodržet nejen u příslušných párů, ale u všech čtyř tranzistorů. Závěrné napětí tranzistorů nesmí být menší než 80 V.

Do děr se závitem M4 v chladičích (podle obr. 36) našroubujeme pouzdra se stabilizačními tranzistory  $T_{13}$  a  $T'_{13}$ . Pouzdra (obr. 64) jsou vysoustružena z duralového šestihranu nebo kulatiny.



Obr. 61a. Osazená deska směšovacího zesilovače

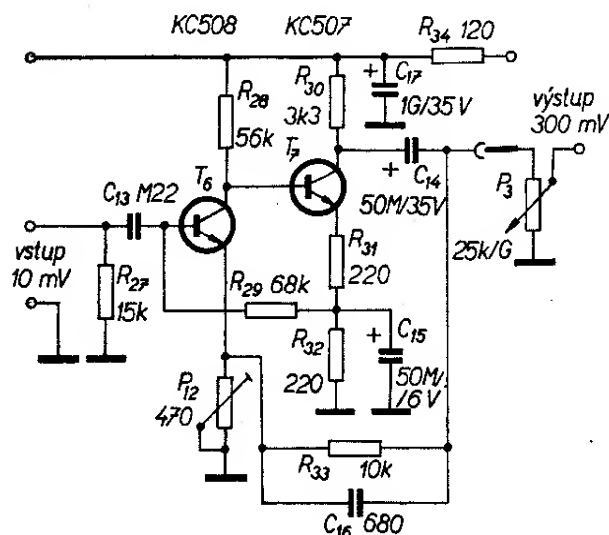
Pouzdro vyplníme do jedné třetiny silikonovou vazelinou (např. Lukosan). Na kovové pouzdro tranzistoru KC508 nasuneme izolační trubičku z PVC o  $\varnothing$  5 mm a délce 6 mm. Na vývody tranzistoru nasadíme papírovou zátku o  $\varnothing$  6 mm, vyseknutou z tužšího papíru. Pak nasuneme celek do pouzdra a dotlačíme až na dno. Vytlačenou přebytečnou vazelinu pečlivě odstraníme a celý zbylý prostor v pouzdru dobře odmastíme. Na této operaci závisí pevnost uchycení stabilizačního tran-

zistoru v pouzdru. Odmašťovat doporučujeme trichlorem a přípravkem Venedin, používaným automobilisty k odstraňování silikonových stop z okenních skel. Poté zalijeme tranzistor epoxidovým tmelem (Epoxy 1200). Před zalitím tranzistoru doporučujeme označit si jeho vývody.

Před montáží koncových tranzistorů natřeme jejich dosedací plochy silikonovou vazelinou. Chladiče koncových tranzistorů je nutné připevnit izolovaně od kostry přístroje. Možností uchycení je opět celá řada. Doporučujeme použít podložky (obr. 65) z izolační hmoty, které můžeme použít nejen k připevnění všech chladičů, ale i k přichycení desek koncových zesilovačů. K vlastnímu připevnění žebér použijeme buď šrouby M4 nebo samorezné šrouby.

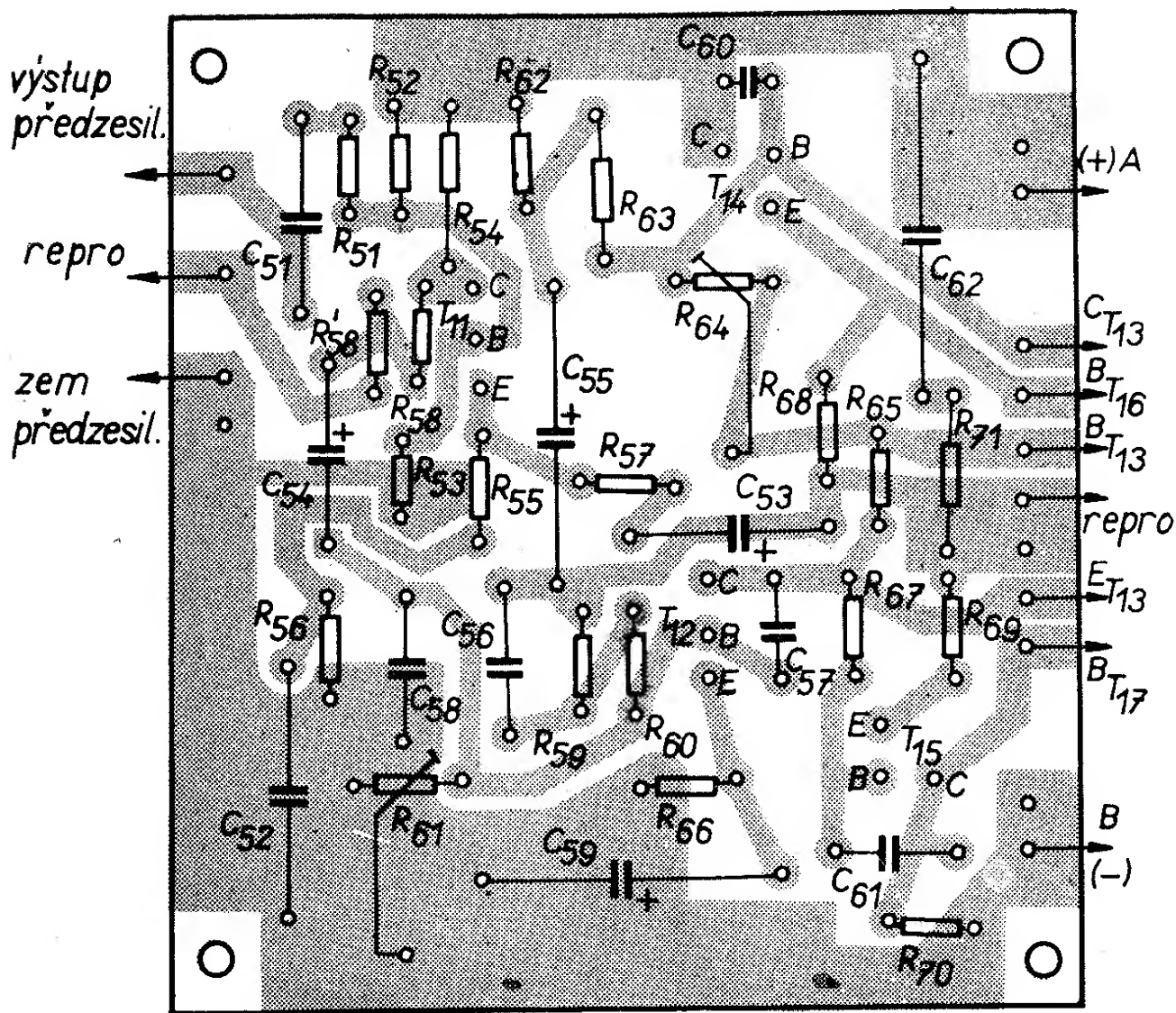
Po montáži chladičů překontrolujeme ihned jejich odizolování a to jak od kostry přístroje, tak vzájemnou izolaci.

K indikaci výstupního výkonu použijeme mikroampérmetr METRA MP 40. Ponecháme prozatím jeho původní stupnici. K přichycení na čelní panel si zhotovíme z plechu vhodný trmen (obr. 66). Při výrobě se zaměříme především na dodržení rozteče otvorů se závitem M3, sloužících k přišroubování měřidla. Po příslušném ohybu trmen povrchově upravíme, nejlépe kadmiováním. Celý obvod



Obr. 62. Zapojení směšovacího zesilovače

$$50 \cdot \frac{5}{71} R_K$$



Obr. 63. Deska s plošnými spoji koncového zesilovače (1:1)

indikace sestavíme v blízkosti měřicího přístroje buď využitím izolovaných pájecích oček nebo na izolační destičce s nanýtovanými pájecími oky. Nosný třmen s přišroubovaným indikátorem přitáhneme k čelnímu panelu červíky M3.

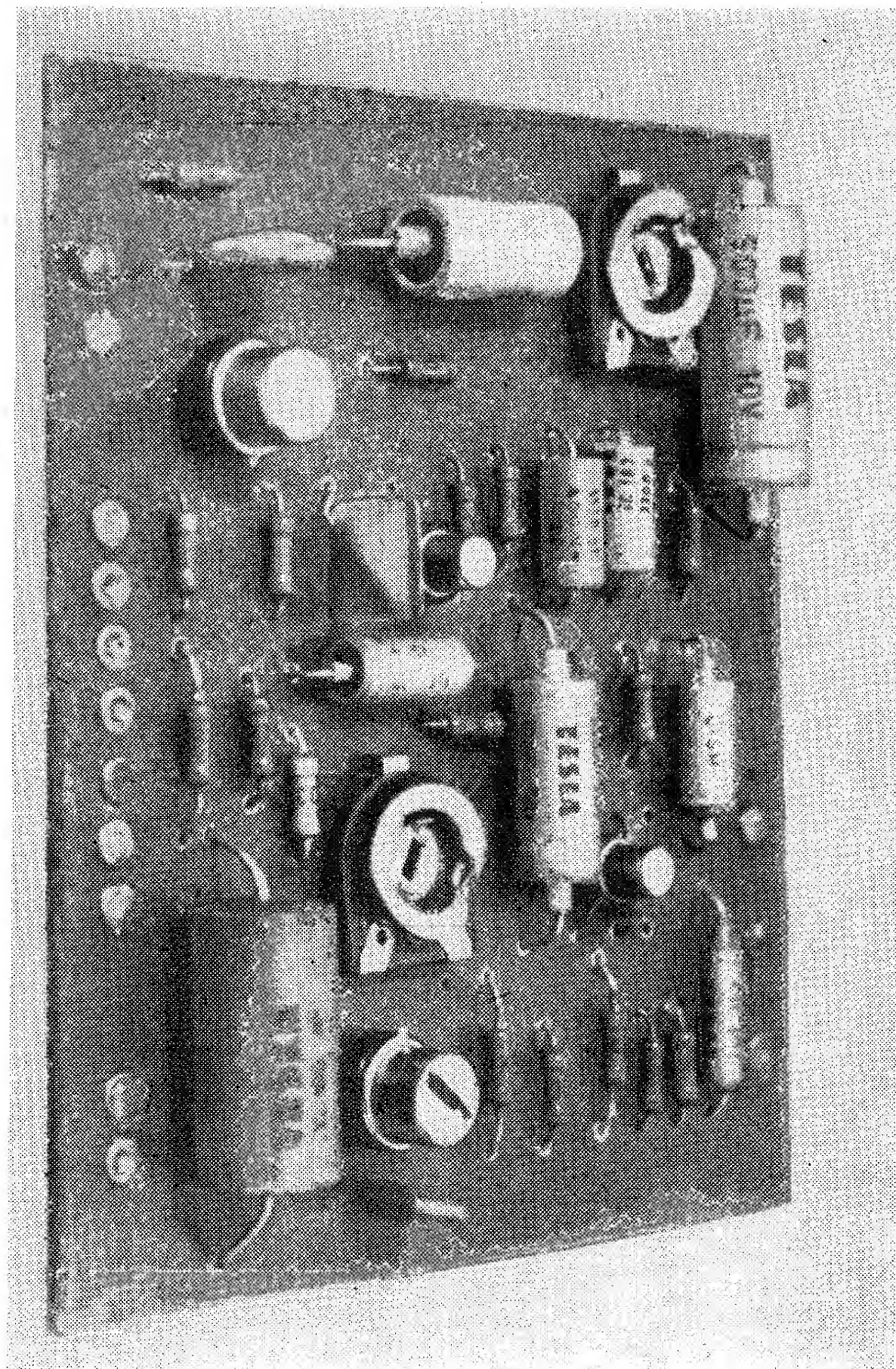
K propojování obvodů výkonového zesilovače používáme vodiče dostatečného průřezu, nejlépe izolovaná měděná lanka. Úzkostlivě dbáme zásad správného zemnění. Délky vodičů volíme tak, aby je bylo možné vázat bez dalších úprav do úhledných forem. Formy vyvazujeme až po definitivním oživení a nastavení celého přístroje. Podle možnosti si při zapojování zvolíme vhodný barevný kód pro zapo-

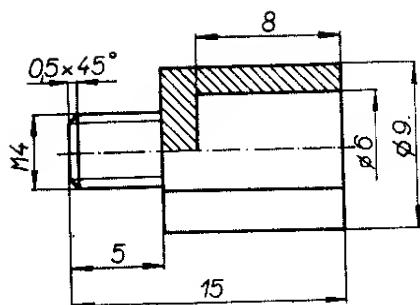
jování jednotlivých obvodů. V obvodech výkonového zesilovače není třeba živé přívody stínit.

### Napájecí zdroj

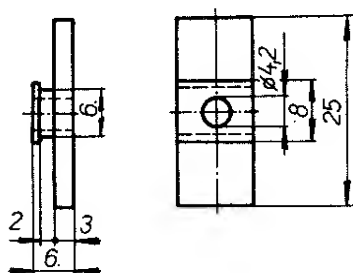
Nejobhemnější částí napájecího zdroje je síťový transformátor (obr. 67). Při jeho výrobě dbáme na důkladné stažení transformátorových plechů svorníky dlouhými 65 mm, na koncích opatřených závitem M4. Pod matice vsuneme úhelníky (obr. 68), sloužící jak ke zpevnění jádra transformátoru, tak k připevnění celého transformátoru ke dnu šasi. Úhelníky jsou ze

*Obr. 63a. Osazení deska koncového zesilovače bez výkonových tranzistorů*

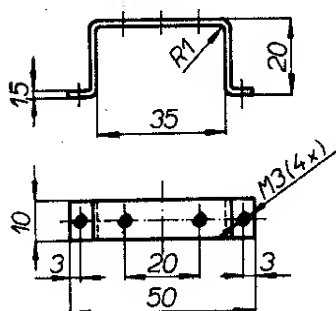




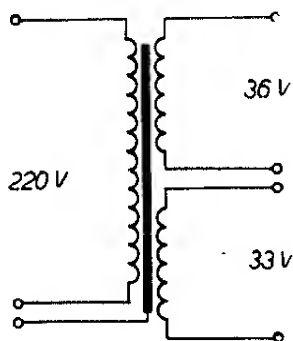
Obr. 64. Pouzdro pro stabilizační tranzistor



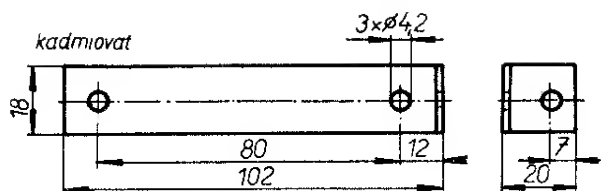
Obr. 65. Izolační podložka



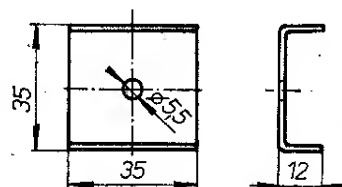
Obr. 66. Třmen indikátoru



Obr. 67. Síťový transformátor



Obr. 68. Úhelník k připevnění transformátoru



Obr. 69. Chladič pro usměrňovací diody (tl. 1,5 až 2 mm)

železného plechu tloušťky alespoň 1,5 mm.

Filtrační kondenzátory připevníme k šasi nejlépe pomocí továrně vyráběných příchytek, značených WF 668 20 a WF 668 22.

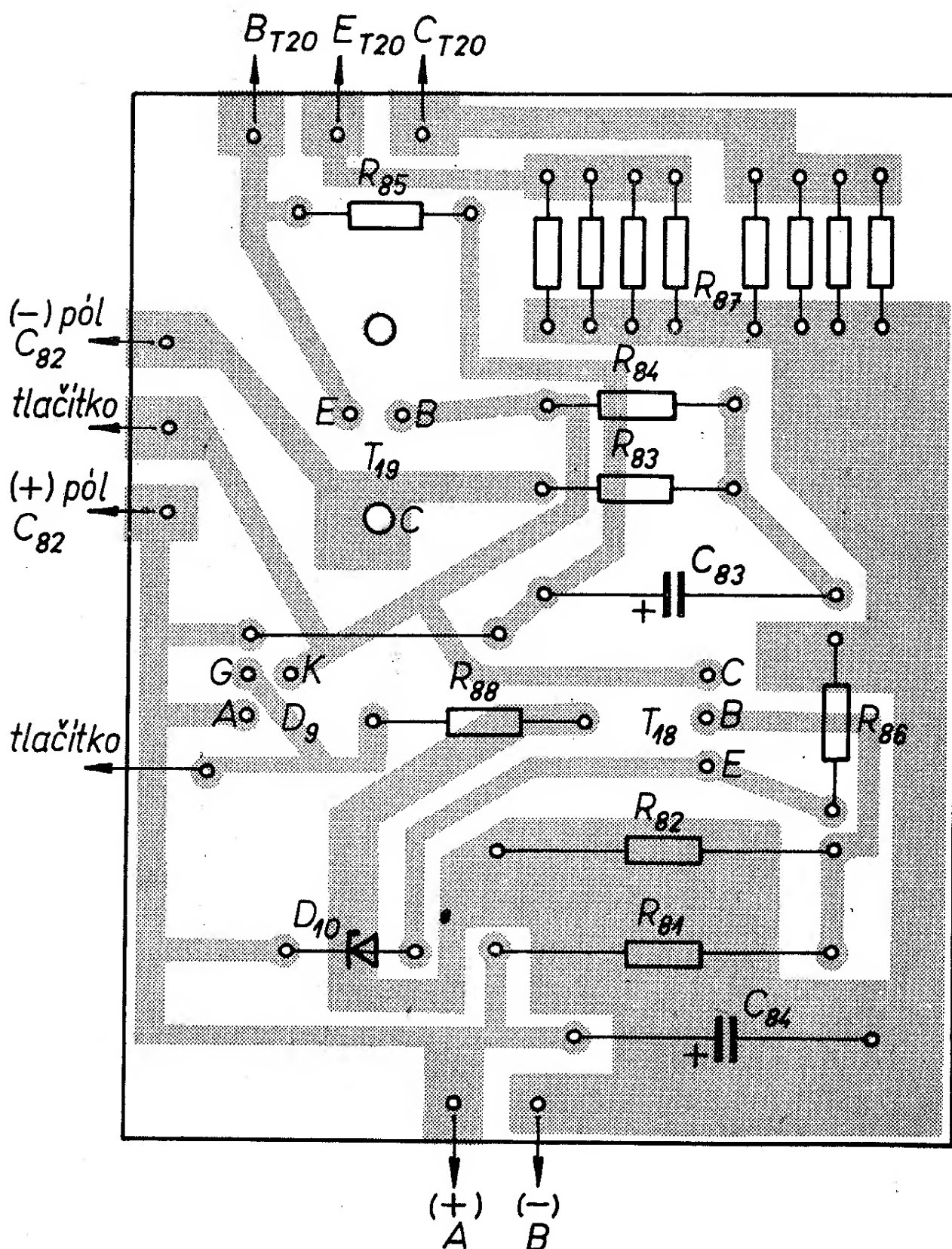
Rozmístění jednotlivých dílů napájecího zdroje není kritické.

Usměrňovač pro výkonový zesilovač ze čtveřice diod KY710 je na vhodné izolační desce. Ke zvětšení spolehlivosti zařízení jsou usměrňovací diody opatřeny černěnými chladiči z hliníkového plechu (obr. 69).

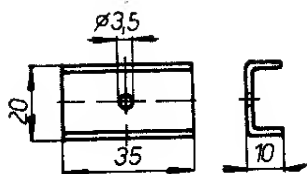
Deska stabilizátoru obsahuje kromě regulačních tranzistorů a vybavovacího tlačítka pojistky s blokovacím kondenzátorem  $C_{85}$  celý stabilizační obvod napájecího zdroje. Rozložení součástek je na obr. 70. Pro omezení vlivu teploty na stálost Zenerova napětí diody  $D_{10}$ , 7NZ70, je její chlazení zlepšeno chladičem (obr. 71).

Chladičem je opatřen i řídicí tranzistor  $T_{19}$ , GD618 (obr. 37). Oba chladiče jsou z hliníkového plechu a podle možnosti černěny. Na použité tranzistory nejsou kladeny zvláštní nároky.

Na desku stabilizátoru zatím nepájíme odpor  $R_{88}$ , jehož hodnotu zjistíme až při nastavování napájecího zdroje. Emitorové odpory  $R_{87}$  (0,25  $\Omega$ ) buď navineme z odporového drátu na vhodné izolační tělísko nebo použijeme čtyři paralelně zapojené odpory 1  $\Omega$ . S touto možností se počítalo i při návrhu desky stabilizátoru.



Obr. 70. Deska s plošnými spoji stabilizátoru napětí (1 : 1)



Obr. 71. Chladič pro Zenerovu diodu  
(tl. 1,5 až 2 mm)

Regulační tranzistory 5NU74 (7NU74) musí mít přibližně stejné elektrické vlastnosti (především stejnosměrný zesilovací činitel při  $I_C = 3$  A). K jejich chlazení použijeme stejné chladiče jako u koncových tranzistorů zesilovače. Při montáži tranzistorů neopomeneme opět potřít dosedací plochy silikonovou vazelinou a kontrolovat izolaci chladičů.

Poté můžeme zakrýt všechny výkonové tranzistory děrovaným krytem (obr. 54). Dbáme, aby mezi krytem a chladiči byla dostatečná mezera. Tlačítko pojistky má dva spínací či přepínací kontakty. Na tlačítko, připevněné na rámu za čelním panelem zesilovače, připájíme podle schématu zapojení (obr. 34) kondenzátor  $C_{85}$ .

K indikaci funkce napájecího zdroje (nikoli zapnutí na síť) použijeme žárovku 12 V/0,1 A, připevněnou v objímce na rámu zesilovače za otvorem v čelním panelu. Předřadný odpor  $R_{89}$  je možné umístit na filtrační kondenzátor  $C_{82}$ .

## Nastavení zesilovače

Po důkladné kontrole zapojení jednotlivých dílů zesilovače podle příslušných schémat můžeme přistoupit k vlastnímu ožiování zesilovače.

K napájení doporučujeme použít síťový regulační autotransformátor. K nastavení zesilovače postačí běžné přístroje jako Avomet, osciloskop, nízkofrekvenční generátor, nízkofrekvenční milivoltmetr (příp. měřič zkreslení).

Nemusíme jistě zdůrazňovat, že výsledný činitel nelineárního zkreslení na výstupu zesilovače nemůže být lepší než vlastní zkreslení signálu na výstupu nízkofrekvenčního generátoru.

Reproduktorovou soustavu nahradíme pro nastavování zatěžovacím odporem

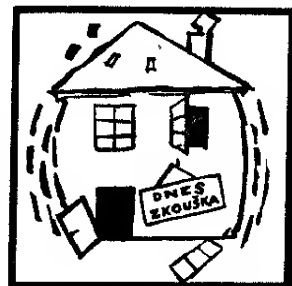
4  $\Omega$ , složeným ze dvou sériově zapojených odporů 2  $\Omega$ . Odporů 2  $\Omega$  budeme potřebovat při seřizování jednotlivých desek koncových zesilovačů. Zatěžovací odpory vyrobíme z odporového drátu (např. kantahal), navinutého na vhodné keramické těleso. Průřez odporového drátu musí odpovídat největšímu protékajícímu proudu (min. 1,2 mm<sup>2</sup>). Zátěž připojujeme vodiči o průřezu alespoň 1 mm<sup>2</sup>.

Při nastavování zesilovače budeme postupovat od napájecího zdroje; při seřizování jednotlivých desek se zesilovacími obvody budeme již pak využívat jeho výhod, především elektronické pojistky.

## Napájecí zdroj

Po navinutí síťového transformátoru, jeho impregnaci a vysušení zkontrolujeme střídavá napětí na sekundárních vinutích (obr. 67). Síťový transformátor: vinutí pro 220 V – 495 z drátu o  $\varnothing$  0,8 mm CuL, každou vrstvu prokládat transformátorem papírem. Sekundární vinutí 36 V – 90 z drátu o  $\varnothing$  1,5 mm CuL; 33 V – 82 z drátu o  $\varnothing$  0,3 mm CuL. Mezi primárním a sekundárním vinutím je navinuta vrstva drátu o  $\varnothing$  0,3 mm s jedním vyvedeným koncem, sloužící jako stínění (spojíme se šasi přístroje). Plechy transformátoru jsou typu EI s rozměrem středního sloupku 40 × 50 mm. Pokud souhlasí napětí transformátoru v přijatelných mezích s uvedenými údaji, upevníme transformátor na šasi zesilovače a zapojíme. Výstupy stabilizátoru a usměrňovače pro napájení předzesilovače zatím nezapojujeme.

Na výstup stabilizátoru připojíme stejnosměrný voltmetr (Avomet). Pozvolna zvětšujeme síťové napětí regulačním transformátorem a sledujeme velikost stabilizovaného usměrněného napětí a stav celého zkoušeného obvodu. Kontrolujeme povrchovou teplotu polovodičových součástek. Pokud je vše v pořádku, nastavíme na regulačním transformátoru jmenovité síťové napětí 220 V. Na výstupu stabili-



zátoru bychom pak měli naměřit stejnosměrné napětí přibližně 36 V. Pokud tomu tak není, nastavíme správné napětí změnou odporu  $R_{81}$  nebo  $R_{82}$  (obr. 34).

Na filtračních kondenzátorech  $C_{81}$  má být napětí 40 V. Dále zapojíme  $R_{88}$  (150  $\Omega$ ).

Funkci stabilizátoru si ověříme připojením odporu asi 7  $\Omega$ /100 W; odporem teče proud ze zdroje přibližně 5 A. Dobře stabilizující napájecí zdroj udrží výstupní napětí nad 33 V. Při této kontrole nesmí elektronická pojistka vyřadit napájecí zdroj z funkce. Jestliže k tomu dojde, je odpor  $R_{88}$  příliš malý. Změnou odporu  $R_{88}$  za současné kontroly odebíraného proudu ze zdroje (např. přístrojem DU20) nastavíme činnost pojistky tak, aby se uvedla v činnost při překročení odběru proudu 7,5 A. Kontrolní žárovka musí při vypnutí elektronické pojistky zhasnout. Při této příležitosti si také ověříme funkci vybovovacího tlačítka. Stlačíme ho a po uvolnění musí být napájecí zdroj opět v normálním provozu (kontrolní žárovka se rozsvítí). Pokud není funkce tlačítka zcela spolehlivá, pokusíme se o nápravu vzájemným přepojením přívodů k oběma spínacím kontaktům. Nepatrný časový rozdíl okamžiku jejich rozepnutí může totiž do jisté míry ovlivnit funkci tlačítka.

Po nastavení napájecího zdroje přikročíme k nastavení výkonového zesilovače.

### Výkonový zesilovač

Před seřizováním desek koncových zesilovačů nastavíme všechny odporové trimry do středních poloh. Nastavovat budeme každou desku samostatně, přičemž druhý koncový zesilovač odpojíme od napájecího zdroje, zátěže i od seřizovaného zesilovače.

Na výstupní pájecí bod seřizované desky (obr. 63) připojíme zatěžovací odpor 2  $\Omega$ , který druhým koncem připojíme na zem.

K napájení použijeme jištěný stabilizovaný zdroj, který však nemá vyvedený střed. Z toho důvodu musíme oddělit zatěžovací odpor od výstupu oživovaného zesilovače elektrolytickým kondenzátorem 1 000  $\mu$ F/50 V. Na zatěžovací odpor

připojíme také všechny potřebné měřicí přístroje.

Mezi uzem, tvořený koncovými tranzistory a oddělovacím kondenzátorem a mezi zem připojíme stejnosměrný voltmetr, jímž budeme měřit „středové“ napětí zesilovače. Do přívodu od kladného pólu napájecího napětí zařadíme stejnosměrný ampérmetr (nejlépe DU 20).

Po kontrole propojení budeme opět zvolna zvětšovat napájecí napětí při kontrole odebíraného proudu (nesmí v klidovém stavu překročit 200 mA; pokud se tak stane, zjistíme na osciloskopu, zda zesilovač nekmitá. Případné kmitání se snažíme odstranit změnou kapacit kondenzátorů  $C_{60}$  a  $C_{61}$  a kontrolou Boucherotova obvodu. Jinou častou příčinou nestability zesilovače může být nesprávné propojení zemnicích spojů. Nekmitá-li zesilovač, zmenšíme příliš velký klidový proud trimrem  $P_{19}$ . Síťové napětí zvětšujeme až na jmenovitou hodnotu 220 V. Pak trimrem  $P_{18}$  nastavíme středové napětí zesilovače přesně na polovinu napájecího napětí, tj. 17,5 V.

Nyní přivedeme z nf generátoru na vstup zesilovače signál 1 kHz/10 mV. Místo připojení generátoru bude různé podle osazení měřené desky. Jde-li o předzesilovací stupeň, přivedeme vstupní signál na kondenzátor  $C_{51}$ . V opačném případě připojíme generátor na kondenzátor  $C'_{54}$ . Otáčením trimru  $P_{19}$  nastavíme podle osciloskopu klidový proud zesilovače na mez vzniku přechodového zkreslení. Správně seřízený nevybuzený koncový zesilovač by neměl odebírat ze zdroje proud větší než 60 mA (při osazení koncového stupně tranzistory KD602. S tranzistory KU605 bude klidový proud jednoho koncového zesilovače 100 až 200 mA).

Po nastavení přechodového zkreslení zvětšujeme úroveň budicího signálu, přičemž pozorně sledujeme průběh výstupního signálu na obrazovce osciloskopu. Při žádné amplitudě výstupního napětí nesmí dojít k zákrmitům či deformaci sinusového průběhu. Při výstupním efektivním napětí 10 V je dosaženo plného výkonu jednoho koncového zesilovače. Při tomto výkonu můžeme změřit zkreslení. Zkreslení výstupního signálu větší

než 3 % je možné při jisté zkušenosti odhadnout pouhým okem z obrazovky osciloskopu (jinak je třeba použít měřič zkreslení).

Citlivost koncového zesilovače s předzesilovačem ( $T_{11}$ ) je pro plný výkon asi 250 mV; bez předzesilovače asi 300 mV.

Stejným způsobem změříme a nastavíme obě desky koncových zesilovačů. Dbáme, aby středová napětí obou koncových zesilovačů byla pokud možno shodná a rovná polovině napájecího napětí.

Jsou-li obě desky správně seřizeny, zapojíme celý výkonný zesilovač. Neopomeneme zapojit též obvod indikátoru vybuzení. Zatěžovací odpor (tentokrát 4  $\Omega$ ) připojíme na výstupní svorky zesilovače bez oddělovacího kondenzátoru. Nf generátor připojíme na vstup výkonového zesilovače (kondenzátor  $C_{51}$ ). Místo odporu  $R'_{58}$  zapojíme trimr 15 k $\Omega$  a nastavíme ho na největší odpor.

V nevybuzeném stavu postupně zvětšujeme napájecí napětí a kontrolujeme jak odebíraný proud, tak výstupní signál na obrazovce, zda nedochází k zákmitům. U nestabilního zesilovače překontrolujeme propojení napájecích přívodů podle zásad správného postupného zemnění.

Výstupní signál zvětšujeme tak dlouho, až se projeví omezení jeho amplitudy. Pak se snažíme zmenšováním předřadného odporu  $R'_{58}$  dosáhnout co největší amplitudy výstupního signálu při nejmenším zkreslení. Tato fáze nastavování je časově dosti náročná a vyžaduje trpělivost. Při nastavování dbáme, aby zesilovač nepracoval na plný výkon déle než tři minuty, protože není dimenzován na takový způsob provozu. Výstupnímu výkonu 100 W na zátěži 4  $\Omega$  odpovídá výstupní efektivní napětí 20 V. Při správném nastavení celého výkonového zesilovače bude vstupní napětí potřebné pro vybuzení na plný výkon odpovídat uvedenému citlivosti zesilovače s předzesilovacím stupněm (250 mV).

Nelineární zkreslení, měřené při výstupním napětí 20 V, by nemělo přesáhnout 3 %.

Pokud zesilovač pracuje spolehlivě, můžeme přikročit k poslední operaci při oživování výkonové části zesilovače a to k ocejšchování indikátoru vybuzení. Nejprve při výstupním výkonu 100 W (vý-

stupní napětí 20 V) nastavíme trimrem  $P_{20}$  výchylku indikátoru na 80  $\mu$ A. Poté změnou vstupního napětí generátoru nastavíme na zátěži postupně napětí 14,1 V (50 W) a 6,32 V (10 W). Poznameníme si příslušné výchylky ručky mikroampérmetru a po demontáži mikromapérmetru ze zesilovače stupnici ocejšchujeme ve W.

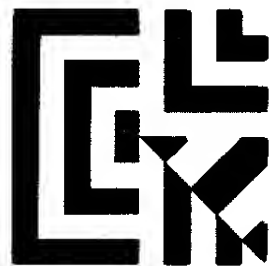
Kmitočtová charakteristika výkonového zesilovače musí být v pásmu 20 až 20 000 Hz v mezích 3 dB.

### Předzesilovač

Pokud jste nastavovali podle předchozího popisu všechny díly předzesilovače, je třeba se nyní zaměřit pouze na kontrolu správného propojení. Předzesilovač můžeme kontrolovat buď měřicími přístroji (na výstupu zátěž a střídavý voltmetr, na jednotlivých vstupech tónový generátor, popř. na vstupech tónový generátor a na výstupu reproduktorová soustava) nebo použít přímo modulační zdroje, tj. mikrofon, kytaru, popř. elektronické hudební nástroje. Shledáme-li všechny vstupy i korektor v pořádku, zbývá poslední kontrola – tou je kontrola šumu vstupních obvodů.

Jednotlivé vstupy zatížíme odpory, odpovídajícími výstupním impedancím modulačních zdrojů (u mikrofonních vstupů asi 1 k $\Omega$ , u kytarových vstupů asi 5 k $\Omega$  a u linkových vstupů 600  $\Omega$ ). Při připojení reproduktoru vytočíme hlavní regulátor hlasitosti na maximum, korekce nastavíme na rovnou charakteristiku. Pak postupně zesilujeme jednotlivé vstupní kanály. Vyskytne-li se v některém kanálu větší šum, nezbývá než zkusit vyměnit tranzistory v předzesilovači. Možným zdrojem šumu jsou i špatně zalisované kovové čepičky odporů. Je tedy třeba důkladně prohlédnout všechny součástky vadného kanálu. Celý zesilovač je dosti složitý, nezbývá tedy než se smířit s tím, že i jeho oživení je složitější.

Závěrem jedno upozornění. Úmysl-



ně jsme se nezmiňovali o zapojení vstupních konektorů. Chceme se totiž vyvarovat zmatků, které bychom natropili, kdybychom přesné zapojení konektorů předepsali. Jak u mikrofónů používaných v hudebních souborech, tak u hudebních nástrojů, které se připojují na zesilovač, je totiž značná nejednotnost v zapojení vývodů konektorů. Můžeme tedy pouze

doporučit zapojení, které bude ve většině případů vyhovovat. Vývody konektorů jsou značeny čísla na bakelitovém nosném tělese. Doporučujeme zapojit živý vodič mikrofonních vstupů na kolík č. 3, u ostatních vstupů živý vodič na kolík č. 1. Zemnicí vodič je vždy na kolíku 2. Pokud toto zapojení nevyhovuje, je ho třeba přizpůsobit konkrétním podmínkám.

## Rozpiska elektrických součástí

### Tranzistory

$T_1$	KC509, 3 ks
$T_2$	KC508, 3 ks
$T_3$	KC507, 3 ks
$T_4$	KC507, 3 ks
$T_5$	KC508, 3 ks
$T_6$	KC508, 1 ks
$T_7$	KC507, 1 ks
$T_8$	KC507, 1 ks
$T_9$	BC177 (KF517 – viz text), 1 ks
$T_{10}$	KC507, 1 ks
$T_{11}$	KC507, 1 ks
$T_{12}$	KC507, 2 ks
$T_{13}$	KC508, 2 ks
$T_{14}$	KF507 (KFY46), 2 ks
$T_{15}$	KF517 (KFY18), 2 ks
$T_{16}$	KD602 (KU605), 2 ks
$T_{17}$	KD602 (KU605), 2 ks
$T_{18}$	GC500, 1 ks
$T_{19}$	GD618, 1 ks
$T_{20}$	5NU74 (7NU74), 2 ks

### Diody

$D_1$	KA501, 3 ks
$D_2$	GA201, 3 ks
$D_3$	GA201, 3 ks
$D_4$	KA501, 1 ks
$D_5$	KA501, 1 ks
$D_6$	KA501, 1 ks
$D_7$	KY702, 1 ks
$D_8$	KY710, 4 ks
$D_9$	KT501, 1 ks
$D_{10}$	7NZ70, 1 ks

### Odpory

$R_1$	TR 112a, 82 k $\Omega$ , 3 ks
$R_2$	TR 112a, 15 k $\Omega$ , 3 ks
$R_3$	TR 112a, 2,2 k $\Omega$ , 3 ks
$R_4$	TR 112a, 33 k $\Omega$ , 3 ks
$R_5$	TR 112a, 5,6 k $\Omega$ , 3 ks
$R_6$	TR 112a, 47 k $\Omega$ , 3 ks
$R_7$	TR 112a, 33 k $\Omega$ , 3 ks
$R_8$	TR 112a, 56 k $\Omega$ , 3 ks
$R_9$	TR 112a, 68 k $\Omega$ , 3 ks
$R_{10}$	TR 112a, 3,3 k $\Omega$ , 3 ks
$R_{11}$	TR 112a, 220 $\Omega$ , 3 ks
$R_{12}$	TR 112a, 220 $\Omega$ , 3 ks
$R_{13}$	TR 112a, 10 k $\Omega$ , 3 ks
$R_{14}$	TR 112a, 470 $\Omega$ , 3 ks
$R_{15}$	TR 112a, 1 M $\Omega$ , 3 ks

$R_{16}$	TR 112a, 470 $\Omega$ , 3 ks
$R_{17}$	TR 112a, 1 k $\Omega$ , 3 ks
$R_{18}$	TR 112a, 4,7 k $\Omega$ , 3 ks
$R_{19}$	TR 112a, 2,2 k $\Omega$ , 3 ks
$R_{20}$	TR 112a, 0,1 M $\Omega$ , 8 ks
$R_{21}$	—
$R_{22}$	TR 112a, 0,1 M $\Omega$ , 8 ks
$R_{23}$	TR 112a, 3,3 k $\Omega$ , 1 ks
$R_{24}$	TR 112a, 680 $\Omega$ , 2 ks
$R_{25}$	TR 112a, 4,7 k $\Omega$ , 2 ks
$R_{26}$	TR 112a, 680 $\Omega$ , 2 ks
$R_{27}$	TR 112a, 15 k $\Omega$ , 1 ks
$R_{28}$	TR 112a, 56 k $\Omega$ , 1 ks
$R_{29}$	TR 112a, 68 k $\Omega$ , 1 ks
$R_{30}$	TR 112a, 3,3 k $\Omega$ , 1 ks
$R_{31}$	TR 112a, 220 $\Omega$ , 1 ks
$R_{32}$	TR 112a, 220 $\Omega$ , 1 ks
$R_{33}$	TR 112a, 10 k $\Omega$ , 1 ks
$R_{34}$	TR 112a, 120 $\Omega$ , 1 ks
$R_{35}$	TR 112a, 0,47 M $\Omega$ , 1 ks
$R_{36}$	TR 112a, 0,22 M $\Omega$ , 1 ks
$R_{37}$	TR 112a, 10 k $\Omega$ , 1 ks
$R_{38}$	TR 112a, 10 k $\Omega$ , 1 ks
$R_{39}$	TR 112a, 0,47 M $\Omega$ , 1 ks
$R_{40}$	TR 112a, 0,47 M $\Omega$ , 1 ks
$R_{41}$	TR 112a, 10 k $\Omega$ , 1 ks
$R_{42}$	TR 112a, 10 k $\Omega$ , 1 ks
$R_{43}$	TR 112a, 0,47 M $\Omega$ , 1 ks
$R_{44}$	TR 112a, 0,47 M $\Omega$ , 1 ks
$R_{45}$	TR 112a, 4,7 k $\Omega$ , 1 ks
$R_{46}$	TR 112a, 120 $\Omega$ , 1 ks
$R_{47}$	TR 112a, 1 k $\Omega$ , 1 ks
$R_{48}$	TR 112a, 220 $\Omega$ , 1 ks
$R_{49}$	TR 112a, 470 $\Omega$ , 1 ks
$R_{50}$	—
$R_{51}$	TR 112a, 6,8 k $\Omega$ , 1 ks
$R_{52}$	TR 112a, 0,22 M $\Omega$ , 1 ks
$R_{53}$	TR 112a, 82 k $\Omega$ , 1 ks
$R_{54}$	TR 151, 1,8 k $\Omega$ , 1 ks
$R_{55}$	TR 112a, 100 $\Omega$ , 1 ks
$R_{56}$	TR 112a, 560 $\Omega$ , 1 ks
$R_{57}$	TR 112a, 3,3 k $\Omega$ , 1 ks
$R_{58}$	TR 112a, 220 $\Omega$ , 1 ks
$R'_{58}$	TR 112a, 4,7 až 10 k $\Omega$ , 1 ks
$R_{59}$	TR 112a, 6,8 k $\Omega$ , 2 ks
$R_{60}$	TR 112a, 3,3 k $\Omega$ , 2 ks
$R_{61}$	—
$R_{62}$	TR 112a, 330 $\Omega$ , 2 ks
$R_{63}$	TR 112a, 1,5 k $\Omega$ , 2 ks
$R_{64}$	—
$R_{65}$	TR 112a, 270 $\Omega$ , 2 ks
$R_{66}$	TR 112a, 150 $\Omega$ , 2 ks
$R_{67}$	TR 112a, 68 $\Omega$ , 2 ks
$R_{68}$	TR 114, 33 $\Omega$ , 2 ks

$R_{69}$  TR 112a, 2,2  $\Omega$ , 2 ks  
 $R_{70}$  TR 114, 33  $\Omega$ , 2 ks  
 $R_{71}$  TR 151, 10  $\Omega$ , 2 ks  
 $R_{72}$  TR 112a, 100  $\Omega$ , 1 ks

$R_{81}$  TR 510, 82  $\Omega$ , 1 ks  
 $R_{82}$  TR 150, 120  $\Omega$ , 1 ks  
 $R_{83}$  TR 154, 680  $\Omega$ , 1 ks  
 $R_{84}$  TR 154, 820  $\Omega$ , 1 ks  
 $R_{85}$  TR 153, 3,3 k $\Omega$ , 1 ks  
 $R_{86}$  TR 154, 820  $\Omega$ , 1 ks  
 $R_{87}$  WK 650 53, 1  $\Omega$ , 8 ks  
 $R_{88}$  TR 153, 150 až 680  $\Omega$ , 1 ks  
 $R_{89}$  TR 154, 220  $\Omega$ , 1 ks  
 $R_{90}$  TR 636, 47  $\Omega$ , 1 ks

#### Potenciometry

$P_1$  TP 280b 32B, 25 k $\Omega$ /G, 8 ks  
 $P_2$  TP 280b 32B, 25 k $\Omega$ /G, 8 ks  
 $P_3$  TP 280b 32B, 25 k $\Omega$ /G, 1 ks  
 $P_4$  TP 280b 32B, 50 k $\Omega$ /N (uprav.), 1 ks  
 $P_5$  TP 280b 32B, 50 k $\Omega$ /N (uprav.), 1 ks  
 $P_6$  TP 280b 32B, 50 k $\Omega$ /N (uprav.), 1 ks  
 $P_7$  TP 280b 32B, 50 k $\Omega$ /N (uprav.), 1 ks  
 $P_8$  TP 280b 32B, 50 k $\Omega$ /N (uprav.), 1 ks  
 $P_{10}$  TP 040, 220  $\Omega$ , 3 ks  
 $P_{11}$  TP 040, 1 k $\Omega$ , 3 ks  
 $P_{12}$  TP 040, 470  $\Omega$ , 1 ks  
 $P_{13}$  TP 041, 1,5 k $\Omega$ , 1 ks  
 $P_{14}$  TP 041, 1,5 k $\Omega$ , 1 ks  
 $P_{15}$  TP 041, 3,3 k $\Omega$ , 1 ks  
 $P_{16}$  TP 041, 3,3 k $\Omega$ , 1 ks  
 $P_{17}$  TP 041, 3,3 k $\Omega$ , 1 ks  
 $P_{18}$  TP 041, 1,5 k $\Omega$ , 2 ks  
 $P_{19}$  TP 041, 1 k $\Omega$ , 2 ks  
 $P_{20}$  TP 041, 0,47 M $\Omega$ , 1 ks

#### Kondenzátory

$C_1$  TC 180, 0,15  $\mu$ F, 3 ks  
 $C_2$  TE 981, 5  $\mu$ F, 3 ks  
 $C_3$  TE 981, 50  $\mu$ F, 3 ks  
 $C_4$  TE 986, 500  $\mu$ F, 3 ks  
 $C_5$  TC 181, 33 nF, 3 ks  
 $C_6$  TE 986, 50  $\mu$ F, 3 ks  
 $C_7$  TE 981, 50  $\mu$ F, 3 ks  
 $C_8$  TC 281, 1 nF, 3 ks  
 $C_9$  TE 986, 500  $\mu$ F, 3 ks  
 $C_{10}$  TC 180, 0,15  $\mu$ F, 3 ks  
 $C_{11}$  TC 180, 1  $\mu$ F, 3 ks  
 $C_{12}$  TE 986, 200  $\mu$ F, 3 ks  
 $C_{13}$  TC 180, 0,22  $\mu$ F, 1 ks  
 $C_{14}$  TE 986, 50  $\mu$ F, 1 ks  
 $C_{15}$  TE 981, 50  $\mu$ F, 1 ks  
 $C_{16}$  TC 281, 680 pF, 1 ks  
 $C_{17}$  TE 986, 1 000  $\mu$ F (2  $\times$  500  $\mu$ F), 1 ks  
 $C_{18}$  TC 180, 0,22  $\mu$ F, 1 ks  
 $C_{19}$  TE 156, (10  $\mu$ F), 1 ks  
 $C_{20}$  TE 156, (10  $\mu$ F), 1 ks  
 $C_{21}$  TC 180, 1  $\mu$ F, 1 ks  
 $C_{22}$  TC 180, 0,22  $\mu$ F, 1 ks  
 $C_{23}$  TC 180, 47 nF, 1 ks  
 $C_{24}$  TC 281, 8,2 nF, 1 ks  
 $C_{25}$  TC 281, 820 pF, 1 ks  
 $C_{26}$  TC 180, 2  $\mu$ F, 1 ks  
 $C_{27}$  TC 180, 2  $\mu$ F, 1 ks  
 $C_{28}$  TE 988, 200  $\mu$ F, 1 ks  
 $C_{29}$  TE 986, 5  $\mu$ F, 1 ks  
 $C_{30}$  TC 281, 3,3 nF, 3 ks  
 $C_{31}$  TC 180, 0,33  $\mu$ F, 1 ks

$C_{32}$  TE 982, 500  $\mu$ F, 1 ks  
 $C_{33}$  TE 986, 5  $\mu$ F, 1 ks  
 $C_{34}$  TE 986, 10  $\mu$ F, 2 ks  
 $C_{35}$  TE 986, 10  $\mu$ F, 2 ks  
 $C_{36}$  TC 183, 1,5 nF, 2 ks  
 $C_{37}$  TK 622, 150 pF, 2 ks  
 $C_{38}$  TC 182, 3,3 nF, 2 ks  
 $C_{39}$  TE 980, 200  $\mu$ F, 2 ks  
 $C_{40}$  TK 662, 1 nF, 2 ks  
 $C_{41}$  TK 660, 330 pF, 2 ks  
 $C_{42}$  TC 180, 0,33  $\mu$ F, 2 ks  
 $C_{43}$  TE 988, 1  $\mu$ F, 1 ks

$C_{51}$  TC 937, 1 000  $\mu$ F, 2 ks  
 $C_{52}$  TC 937, 2 000  $\mu$ F, 2 ks  
 $C_{53}$  TE 988, 50  $\mu$ F, 1 ks  
 $C_{54}$  TE 988, 200  $\mu$ F, 1 ks  
 $C_{55}$  TC 923, 2  $\mu$ F, 1 ks

#### Desky s plošnými spoji

Obr. 11 — Smaragd E 82, obr. 21 — E 83, obr. 25 — E 84, obr. 59 — E 85, obr. 60 — E 86, obr. 61 — E 87, obr. 63 — E 88, obr. 70 — E 89.

#### Literatura

[1] Doležal, J.: Frekvenční korektor s pěti ovládacími prvky. Sdělovací technika 1/1966.

[2] Stereoverstärker Grundig SV 140. Grundig technische Informationen 3/1968.

[3] Donát, K.: Tesla Echolana AZK 895. Hudba a zvuk 10/1968.

[4] Kotzman, J.: Praktické možnosti řešení nízkofrekvenčního zesilovače s řízeným ziskem. Sdělovací technika 9/1970.

[5] Tanistra, J.: Nf kompresní zesilovač. Amatérské radio 9/1967.

[6] SGS Fairchild Application of linear microcircuits, part. 6 — Noise. London, August 1967.

[7] Pohanka, J.: Stavba síťových transformátorků. SNTL: Praha 1969.

[8] Schach: Thermische Widerstände von Transistoren und Kühlkörpern. Funkschau 5/1967.

[10] Budínský, J.: Nízkofrekvenční tranzistorové zesilovače. 3. vyd., SNTL: Praha 1964.

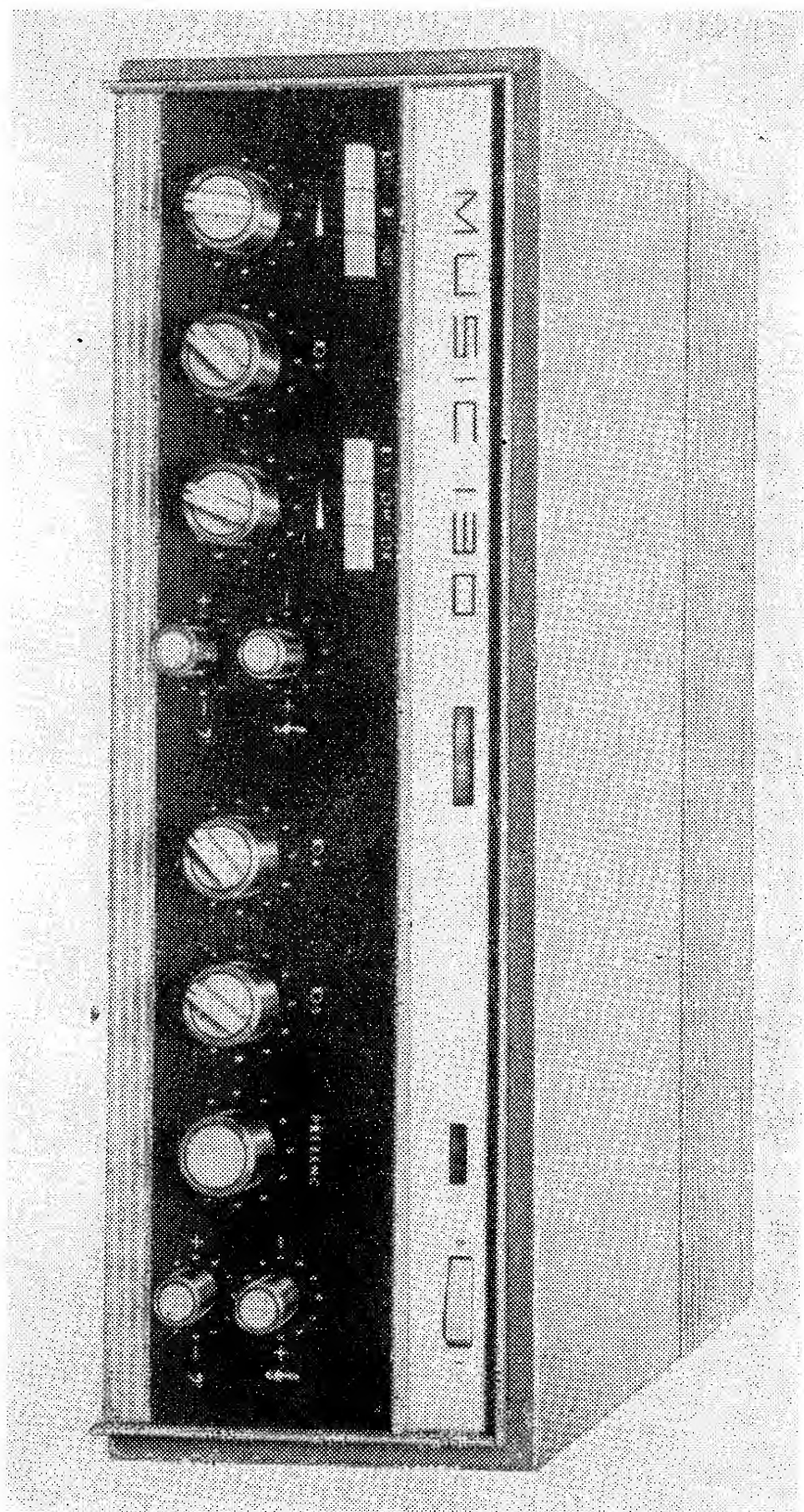
[11] Schreiber, H.: Temperaturkompensation bei Siliziumtransistoren. Funktechnik 20/1964.

[12] Čermák, J.; Navrátil, J.: Tranzistorová technika. SNTL: Praha 1967.

[13] Katalog Tesla Rožnov 1970.

[14] Katalog Tesla Lanškroun 1967.

[5] Radiový konstruktér 1/1971.



*Obr. 1. Nf zesilovač pro hudební soubory Music 130*

## Ukázky komerčních zařízení pro hudební skupiny

Aby si čtenáři mohli udělat představu, jak jsou řešena komerční zařízení pro hudební soubory, uvádíme několik továrně vyráběných přístrojů, vhodných pro použití v hudebních souborech. Nf zesilovači, jehož stavbu jsme si popsali v tomto čísle RK, odpovídá komerční *nf zesilovač Music 130*, jehož vnější vzhled je zřejmý z obr. I.

Zesilovač umožňuje směšování signálů buď z pěti mikrofónů nebo ze tří mikrofónů a dvou kytar. Zesilovač je konstruován jako hybridní, tzn. že má napěťové zesilovače s tranzistory a výkonový koncový stupeň s elektronkami. Zesilovač má vstup pro dozvukové zařízení, indikátor vybuzení a výstup buď pro linku 100 V nebo pro reproduktorové kombinace s impedancí 4 a 8  $\Omega$ . Všechny ovládací prvky jsou na předním panelu. Cena zesilovače je 6 000,— Kčs.

### Technické údaje

*Jmenovitý výstupní výkon:* 100 W.

*Hudební výstupní výkon:* 130 W.

*Skreslení (pro 1 000 Hz):* max. 1 %.

*Kmitočtová charakteristika:* 40 až 16 000 Hz  $\pm$  2 dB.

*Korekce:* 40 Hz  $\pm$  15 dB, 16 kHz  $\pm$  15 dB.

*Odstup:* mikrofón —55 dB,  
přenoska —63 dB,  
kytara —63 dB.

*Příkon při 100 W:* 290 W.

*Rozměry:* 485  $\times$  368  $\times$  170 mm.

*Váha:* 22 kg.

Na obr. II je jeden z tuzemských celotranzistorových komerčních zesilovačů, *Tesla AZS 175*, s výkonem 2  $\times$  10 W. Jde spíše o zesilovač pro domácí použití, výkon zesilovače je pro ozvučení větších

prostor poměrně malý. Zesilovač je osazen germaniovými tranzistory, koncové tranzistory jsou typu 5NU74.

Na obr. III je *přenosný režijní pult EPP102* n. p. Tesla Elektroakustika z Bratislavy. Režijní pult může plnit tyto funkce:

1. přepisovacího pracoviště pro přehrávání desek na magnetofon;

2. přenosného režijního pracoviště pro malé režie;

3. směšovacího pultu pro hudební skupiny.

Zařízení lze použít i pro stereofonní provoz, má pět hlavních vstupů pro stereofonní signál a to tři mikrofonní, jeden gramofonní, jeden pro magnetofon; kromě toho má pult ještě jeden vstup pro linku a jeden pro dozvukové zařízení. Všechny vstupní signály se zesilují příslušnými vstupními zesilovači a případně je lze i kmitočtově upravit v korekčním zesilovači. K indikaci výstupního napětí slouží dva indikátory s měřidly MP 80.

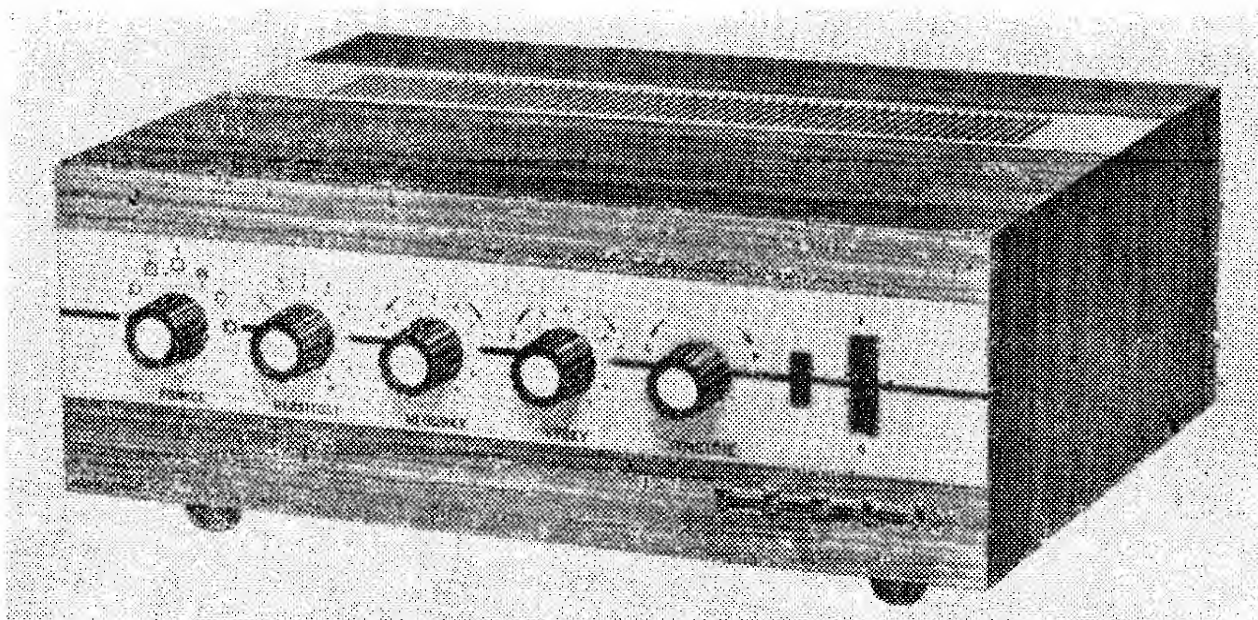
K vnitřní kontrole pultu slouží zabudovaný generátor 1 kHz, který lze připojit na kterýkoli z mikrofonních nebo gramofonních vstupů a na zesilovače indikátorů a tím zkontrolovat celé zařízení.

Mikrofonní jednotka má vstupní zesilovač citlivosti 0,3 až 100 mV s přemodulovatelností 26 dB, s hrubou regulací 0, 20, 40, 50 dB a korekční zesilovač ( $\pm$  15 dB na kmitočtech 60 Hz a 10 kHz), dále hlavní regulátor a regulátorový zesilovač.

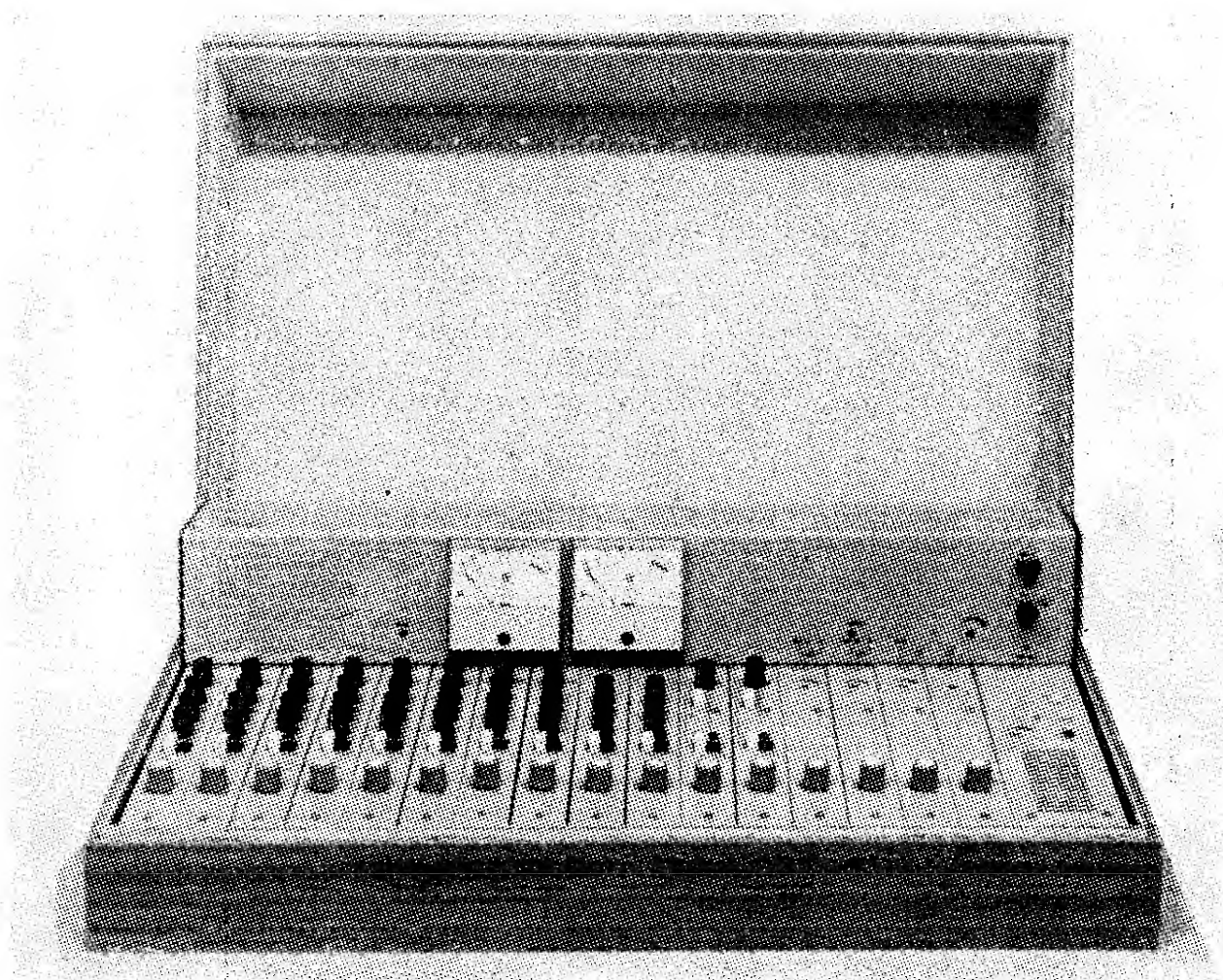
Gramofonová jednotka obsahuje vstupní zesilovač pro magnetickou přenosku s charakteristikami RIAA, NRTB a LONDON (lze připojit i krystalovou přenosku), korekční zesilovač, regulátor a regulátorový zesilovač.

Jednotlivé díly pultu jsou řešeny jako výměnné části, připojované dvacetišestipólovou lištou. Konstrukce pultu je celokovová a může být podle přání umístěna do dřevěného přenosného kufru.

Směšovací pult má rozměry 645  $\times$  410  $\times$  215 mm a váží 25 kg.



*Obr. II. Tranzistorový stereofonní zesilovač Tesla AZS 175*



*Obr. III. Přenosný režijní pult Tesla EPP 102*

# Obsah

<b>Elektronika a hudba</b> . . . . .	1
<b>Nf zesilovač 100 W pro hudebníky</b>	
<b>Koncepce zesilovače</b>	
Předzesilovač . . . . .	2
Počáteční technické parametry zesilovače . . . . .	5
Výkonový zesilovač . . . . .	6
<b>Konstrukce zesilovače</b>	
Deska mikrofonních zesilovačů . . . . .	8
Předzesilovač pro kytaru . . . . .	12
Směšovač . . . . .	12
Směšovací zesilovač a linkové vstupy . . . . .	16
Korekční zesilovač . . . . .	16
Omezovač amplitudy . . . . .	24
Výkonový zesilovač . . . . .	25
Síťový zdroj . . . . .	32
Chlazení výkonových tranzistorů . . . . .	35
<b>Stavba zesilovače</b>	
Šasi a skříň . . . . .	37
Rozpiska mechanických dílů . . . . .	40
Předzesilovače . . . . .	45
Výkonový zesilovač . . . . .	45
Napájecí zdroj . . . . .	51
<b>Nastavení zesilovače</b>	
Napájecí zdroj . . . . .	55
Výkonový zesilovač . . . . .	56
Předzesilovač . . . . .	57
<b>Seznam součástí a dílů</b>	
Elektrické součástky . . . . .	58
<b>Literatura</b> . . . . .	59
Tuzemské komerční nf zesilovače . . . . .	60

**RADIOVÝ KONSTRUKTÉR** – vydává vydavatelství MAGNET, Praha 1, Vladislavova 26, telefon 260651-9 ● Šéfredaktor ing. František Smolík ● Redakce Praha 2, Lublaňská 57, tel. 296930 ● Redakční rada: K. Bartoš, V. Brzák, ing. J. Čermák, CSc. K. Donát, L. Hlinský, ing. L. Hloušek, A. Hofhans, Z. Hradiský, ing. J. T. Hyan, J. Krémárik, ZMS, ing. J. Jaroš, K. Novák, ing. O. Petráček, A. Pospíšil, M. Procházka, ing. J. Vackář, CSc., laureát st. ceny KG., J. Ženíšek ● Ročně vyjde 6 čísel. Cena výtisku 4,50 Kčs, pololetní předplatné 13,50 Kčs, roční předplatné 27,— Kčs ● Rozšiřuje PNS, v jednotkách ozbrojených sil MAGNET – administrace, Praha 1, Vladislavova 26. Objednávky přijímá každá pošta i doručovatel ● Objednávky do zahraničí vyřizuje PNS – vývoz tisku, Jindřišská 14, Praha 1 ● Dohlédací pošta 07 ● Tiskne Naše vojsko, závod 01, Na valech 1, Praha - Dejvice ● Za původnost příspěvku ručí autor. Redakce rukopis vrátí, bude-li vyžádán a bude-li připojena frankovaná obálka se zpětnou adresou ● Toto číslo vyšlo 23. října 1971

© Vydavatelství Magnet Praha

# PRO ZLEPŠENÍ AKUSTIKY A DYNAMIKY PŘEDNESU

hudebních souborů, elektrofonických hudebních nástrojů, k ozvučení škol, závodů, úřadů i exteriérů při veřejných projevech apod. slouží

## ZESILOVAČE

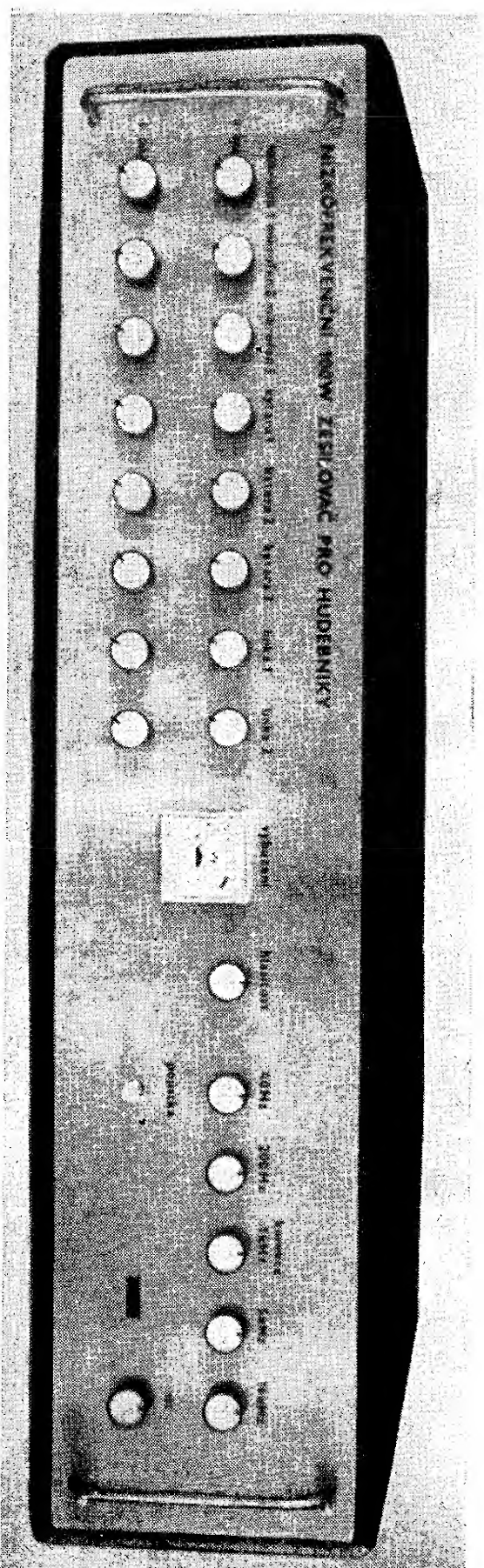
MUSIC 40 – přenosný celotranzistorový, nízkofrekvenční síťový zesilovač. Možnost připojení 6 zdrojů nf signálů: mikrofon, gramofon, kytara 1 a 2 (elektrofonická), magnetofon. Připojit lze též dozvukové zařízení ECHOLANA a reproduktorové soustavy. Spotřeba ze sítě 70 W při výstupním sinusovém výkonu 30 W. Výstupní hudební výkon 40 W. Cena 2 870,- Kčs.

MONO 50 – obdoba Music 40 s větším výkonem. Rovněž možnost připojení 6 zdrojů nf signálů. Výstupní výkon 40 W, výstupní hudební výkon 50 W. Cena 2 200,- Kčs.

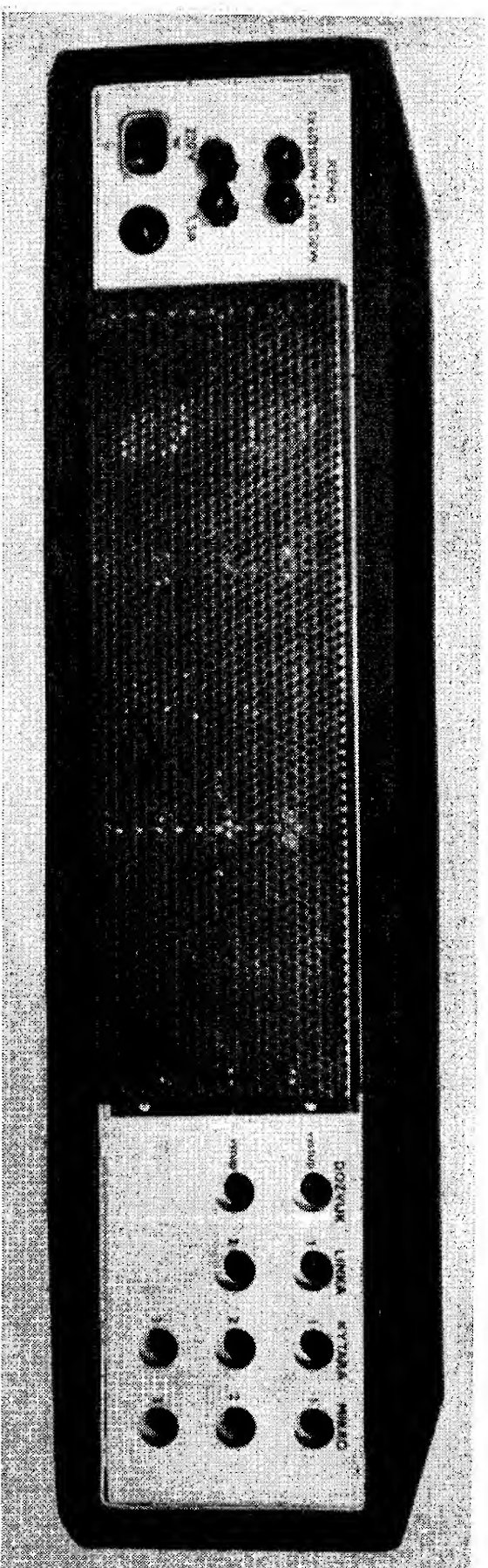
Podrobné informace včetně nezávazného předvedení si vyžádejte přímo v prodejnách.

**TESLA** *dobré výrobky  
dobré služby*

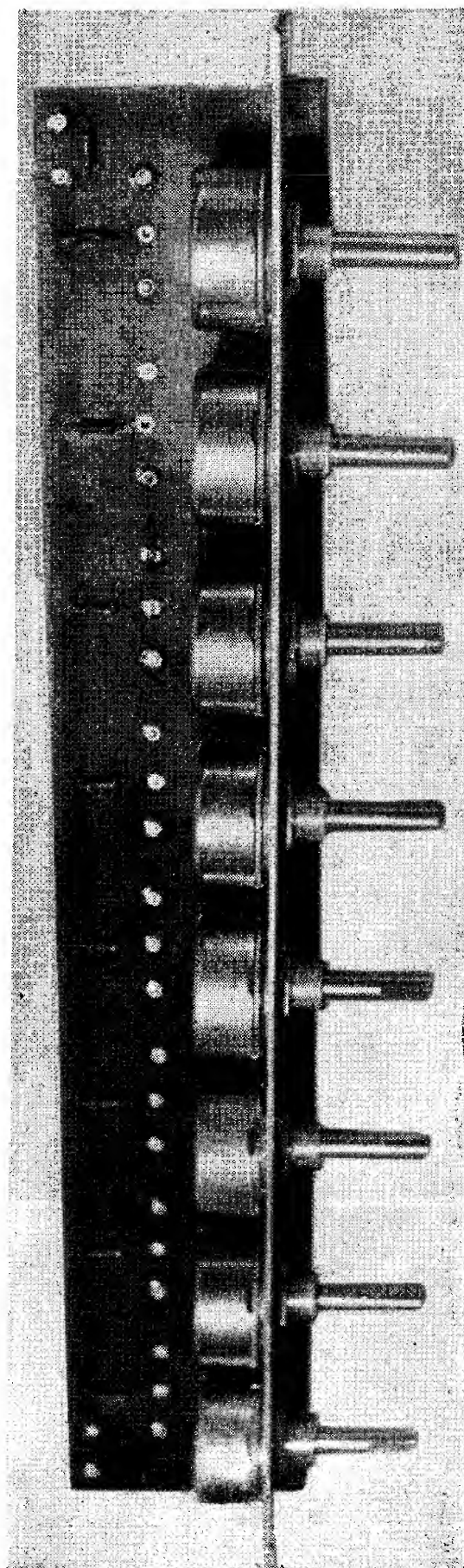
V PRODEJNÁCH TESLA A ELEKTRO  
PODNIKŮ DOMÁČÍ POTŘEBY



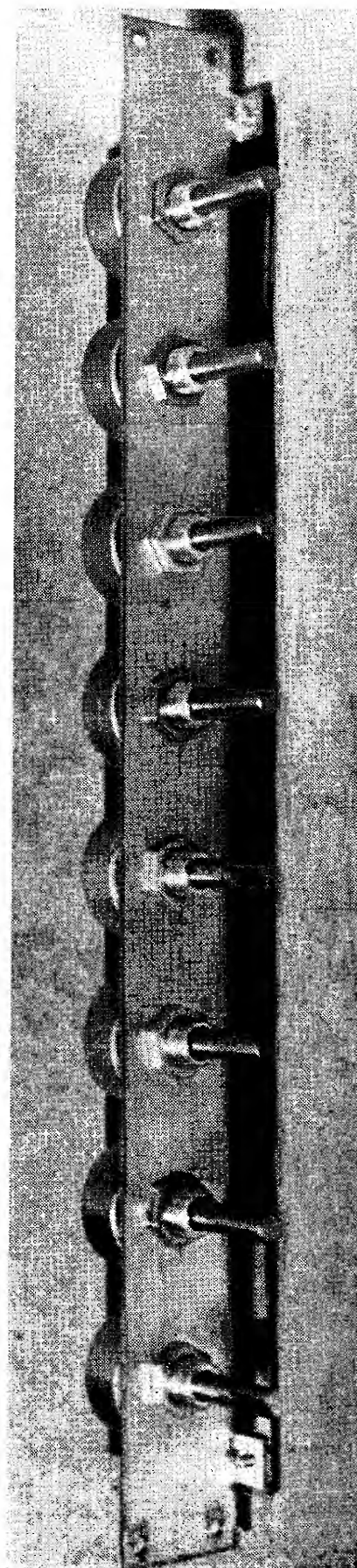
*Zesilovač 100 W – vnější vzhled zepředu*

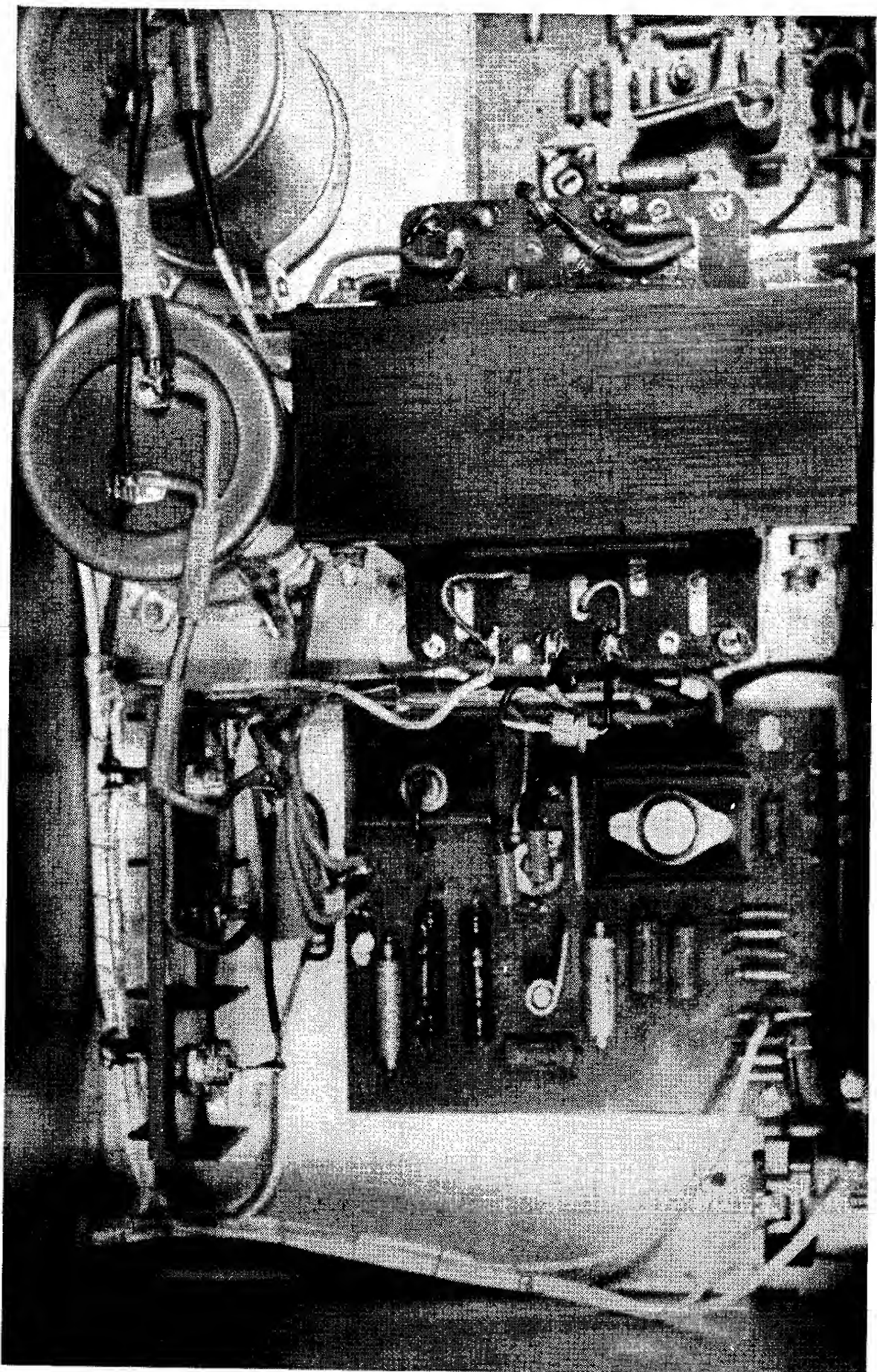


*Zesilovač 100 W – vnější vzhled zadní stěny*



*Regulační potenciometry na desce s plošnými spoji a jejich držák*





*Stíový transformátor a desička stabilizovaného zdroje*